Tese apresentada à Divisão de Pós-Graduação do Instituto Tecnológico de Aeronáutica como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciência no Curso de Pós-graduação em Engenharia Eletrônica e Computação na Área de Microondas e Optoeletrônica.

Jorge Luiz Schwerz

PROPOSIÇÃO DE MÉTODO DE MEDIÇÃO DE SEÇÃO RETA RADAR DE AERONAVES

Tese aprovada em sua versão final pelos abaixo assinados:

Mirabel Cerqueira Rezende
Orientador

Prof. Dr. Homero Santiago Maciel
Chefe da Divisão de Pós-Graduação

Campo Montenegro
São José dos Campos, SP – Brasil
2004

PROPOSIÇÃO DE MÉTODO DE MEDIÇÃO DE SEÇÃO RETA RADAR DE AERONAVES

Jorge Luiz Schwerz, Maj.-Av.

Composição da Banca Examinadora:

Prof. Dr José Edimar Barbosa Oliveira	Presidente	- ITA
Prof.ª Dr.ª Mirabel Cerqueira Rezende	Orientador	- IAE
Prof. Dr. Maurício Pazini Brandão, Cel.-Eng.		- IEAv
Prof. Dr. Alberto José Faro Orlando		- ITA
Prof. Dr. Evandro Luis Nohara		- UNITAU

ITA

*Aos meus pais **Ermindo** (in memoriam) e **Elfrida**,*
que me mostraram como trilhar
um caminho de luz
*e aos meus filhos **Amanda** e **Thiago**,*
que são a luz do meu caminho.

“If I have seen further than others, it is because
I stood on the shoulders of Giants”
Sir Isaac Newton

Agradecimentos

A Deus por ter concedido um fardo que eu pudesse carregar.

À minha namorada Esther pela paciência, incentivo e auxílio incondicional durante o mestrado.

À Profª Mirabel, um exemplo de profissionalismo, patriotismo, coragem, camaradagem e fé que me inspirou e me conduziu pelo exemplo, tendo sido uma referência meteorológica importante, durante as campanhas permitindo que esta missão fosse cumprida.

Ao Prof. Edimar o "Comandante" da aeronave PPGAO cujas sábias palavras permitiram que eu conhecesse um pouco mais sobre ciência e muito sobre sabedoria.

Aos caros professores Faro, Cunha, Faria Pires, Davi Fernandes, Waldecir e Pierre Mattei que estiveram sempre presentes desde o CEAAE.

Ao Cap Samuel que fez da palavra "irmão" a única definição que agora posso pensar sobre a sua pessoa. Aquelas noites mal dormidas valeram à pena amigão.

Aos companheiros e amigos do PPGAO cuja companhia fizeram com que o peso parecesse mais leve: Maj Nogueira, Maj Max, Maj Francisco, Maj Lincoln, Maj Omar, Maj Lima, Cap Tavares, Cap Filho, Ten Leppa e Ten Olympio durante esses dois anos de luta.

Aos antigos companheiros de sala Eng° Mário Shimanuki, CT Natalizi pelos momentos agradáveis.

Ao grande amigo Maj Menna cujas palavras sempre foram de incentivo e superação.

Ao Dr. Evandro, um exemplo de patriotismo e um profundo conhecedor de assuntos de defesa, cujas orientações foram essenciais para que esse trabalho fosse feito.

À Drª Cristina, Adriana, Dr. Alberto, Guilherme, Marcelo, Adriano, João e Galvão que lutaram lado a lado comigo, rindo e chorando durante as batalhas que foram as campanhas de medição de RCS.

Ao Dr. Evandro que me ensinou que o patriotismo bate forte no coração do pesquisador brasileiro seja ele civil ou militar e me fez ter certeza que ninguém pode derrotar uma união como essa. Obrigado.

Aos demais amigos, Dr. Edson, Drª Michelle, Drª Liliana, Dario, Edvaldo, Cleber, Joseane, Andreza e Leonildo, vocês foram essenciais para este trabalho.

Ao Sgt Euphrásio que foi indispensável durante as medições com o Excalibur e no dia-a-dia do PPGAO.

Ao Comando Geral de Operações Aéreas em especial ao seu Centro de Guerra Eletrônica por ter me concedido a honra de participar desta nobre missão e apoiar irrestritamente as solicitações para que este trabalho fosse levado à frente.

Ao Comando de Defesa Aéreo Brasileiro que apoiou o empréstimo do equipamento radar pertencente ao Comando do Exército.

À 5ª Força Aérea que nos brindou com o seu apoio transportando o EDT-FILA.

Ao Parque de Material Aeronáutico de Recife que nos enviou o AT-26 4478.

Ao 2º Batalhão de Engenharia de Combate de Caçapava que nos auxiliou com seu guindaste.

E ao 4º Grupo de Artilharia Antiaérea cuja equipe operou o EDT-FILA com o mais alto grau de profissionalismo e dedicação.

Às seguintes organizações do Centro Técnico Aeroespacial que apoiaram o cumprimento desta missão: Direção do CTA que compreendeu as mudanças que a pesquisa provoca no dia-a-dia da Organização Militar, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, Instituto de Fomento e Coordenação Industrial, Divisão de Engenharia do CTA, Batalhão de Infantaria da Aeronáutica, Divisão de Operações, Suprimento e Manutenção, às seguintes divisões do Instituto de Aeronáutica e Espaço: Divisão de Materiais, Divisão de Ensaios em vôo, Divisão de Eletrônica e Divisão de Sistemas Aeronáuticos.

E a todos aqueles que direta ou indiretamente contribuíram para a realização da presente dissertação.

Espero ter honrado o seu incentivo e o seu suor.

Resumo

A RCS de um alvo é a energia espalhada por este ao receber a incidência de uma onda eletromagnética, a sua assinatura radar. A redução da RCS de uma aeronave requer um profundo conhecimento da interação da onda eletromagnética incidente neste objeto complexo. O estudo dessa interação por meio de cálculos matemáticos é bem aceito para objetos simples, mas apresentam restrições ao serem aplicadas a objetos complexos, mesmo considerando-se as ferramentas computacionais mais avançadas. O método proposto neste trabalho para o estabelecimento da RCS de objetos complexos é a medição em campo aberto de um alvo real estático, na faixa de freqüências de 8-12GHz, em medida biestática. Para a validação do procedimento, um conjunto de medições foi conduzido utilizando-se a aeronave AT-26 Xavante da FAB como alvo complexo, usando placas planas como objetos simples para a calibração do sistema. Os resultados experimentais encontrados para os alvos simples apresentam desvios baixos (<1dBm) para as medidas em campo aberto, permitindo a estimativa da RCS do alvo complexo e a determinação dos pontos que mais contribuem para o seu diagrama.

Palavras-chave: Seção Reta Radar de Aeronaves, Materiais Absorvedores de Radiação Eletromagnética, RCS.

Abstract

The RCS of a target is the energy scattered by it when illuminated by an incident wave, also called radar signature. The RCS reduction of an aircraft requires deep knowledge about the electromagnetic wave incident interaction on this object. The study of this interaction by mathematical prediction is well accepted for simple objects, otherwise these mathematical predictions have many computation constraints when applied to complex objects, even considering the most advanced computational tools. The method proposed in this work for the establishment of complex objects RCS involves outdoor measurements of a real static target, in the frequency range of 8-12GHz, in bistatic measure. To validate the procedure a set of experiments was carried out with an AT-26 Xavante aircraft, owned by the Brazilian Air Force, as the complex target, and by using plates as simple targets for the system calibration. The experimental results showed that the values achieved have small deviation (<1dBm) for the outdoor measurements, allowing the estimation the target RCS and the determination of the points that more contribute to the RCS diagram.

Keywords: Radar cross section of Aircrafts, radar absorbing materials, RCS

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

ABREVIATURAS E SIGLAS

Ângulo de ataque – Ângulo formado entre a corda média aerodinâmica (linha que corta a asa no sentido de deslocamento) da asa e o movimento da aeronave.

Ângulo de aspecto – Ângulo de apresentação da aeronave, direção a partir da qual a aeronave é observada.

ASA – Sigla que identifica a Divisão de Sistemas Aeronáuticos.

Bequilha – Roda do nariz da aeronave AT-26 Xavante.

COMGAR – Comando Geral de Operações Aéreas.

CTA – Centro Técnico Aeroespacial.

DOSM – Divisão de Operações Suprimento e Manutenção.

IAE – Instituto de Aeronáutica e Espaço do CTA.

LAB-VOLT – Equipamento usado para treinamento, consiste em um sistema em menor escala para operação do radar, possuindo um módulo para medições de RCS.

MARE – Materiais Absorvedores de Radiação Eletromagnética, neste trabalho, ao citar equipe MARE refere-se ao conjunto de pessoas que trabalham no Projeto de Materiais Absorvedores de Radiação Eletromagnética da Divisão de Materiais do Instituto de Aeronáutica e Espaço do Centro Técnico Aeroespacial.

OPO – Oficial de Permanência Operacional.

RCS – *Radar Cross Section* - do inglês Seção Reta Radar. Na Rússia é definida como Área Efetiva de Espalhamento e na França, Seção Equivalente Radar.

SI – Sistema Internacional.

TO – Teatro de Operação. Ambiente de guerra restrito. (Houaiss) Área com unidade geográfica ou estratégica na qual se desenvolvem ou se podem desenvolver operações bélicas; teatro de guerra.

TPA – Tanque de Ponta de Asa, estrutura localizada na ponta das asas da aeronave Xavante.

Trem de pouso principal – Rodas principais de pouso.

LISTA DE SÍMBOLOS

A - Vetor potencial auxiliar magnético.

A_{er} - Abertura efetiva da antena de recepção.

B - Densidade de fluxo de corrente magnética em Tesla ou Webers/metro^2.

D - Densidade de fluxo de corrente elétrica em Coulombs/metro^2.

D_r - Diretividade de antena de recepção.

D_t - Diretividade de antena de transmissão.

E - Intensidade de campo elétrico em Volts/metro.

E^i - Na definição de RCS, é o campo elétrico incidente.

E^s - Na definição de RCS, é o campo elétrico espalhado.

f - Freqüência em Hz.

F - Força em Newtons (N) ou vetor potencial auxiliar elétrico.

$F(0)$ - Soma dos componentes de reflexão especular na solução de Mie.

$F^0(0)$ - Componente de espalhamento especular na solução de Mie para a RCS da esfera.

$F^C(0)$ - Componente de espalhamento relativo à onda de contorno na solução de Mie para a RCS da esfera.

H - Intensidade de campo magnético em Ampére/metro.

J - Densidade de corrente elétrica em Ampére/metro^2.

k - Constante de onda $k = \beta = \dfrac{2\pi}{\lambda}$.

L - Perdas do radar.

M - Polarização magnética em Volts/metro^2.

$\hat{n}$ - Vetor normal à superfície.

P - Polarização elétrica em Coulombs/metro^2.

P_c - Potência de energia incidente coletada pelo alvo.

P_e - Densidade de potência espalhada pelo alvo.

P_r - Potência recebida pela antena de recepção.

P_t - Potência de transmissão do radar emissor.

q - Carga elétrica em Coulomb (C).

R - Distância do alvo ao radar.

r - Distância do objeto ao ponto de observação.

T - Coeficiente de transmissão.

W_i - Densidade de potência incidente sobre o alvo.

Z - Impedância de onda em Ω (ohm).

β - Constante de onda $\beta = k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Γ - Coeficiente de Reflexão.

$\boldsymbol{\varepsilon}$ - Permissividade medida em faraday/metro (F/m).

η - Impedância intrínseca em Ω (ohm).

λ - Comprimento de onda.

$\boldsymbol{\mu}$ - Permeabilidade, medida em henry/m (H/m).

ρ - Densidade volumétrica de carga elétrica em Coulombs/metro ^{3}.

σ - Seção Reta Radar.

σ' - Condutividade em $1/\Omega.m$ ou mho.m^{-1}.

ϕ - Fase angular.

ϖ - A freqüência angular $\varpi = 2\pi f$.

1 Introdução

1.1 Histórico

O progresso das nações resulta na expansão do conhecimento em diversas áreas, como um resultado natural da vontade de aperfeiçoamento que desafia o ser humano. Nesse processo natural de evolução histórica, a disputa entre estados em diversas áreas como política, economia e militar, são comuns, não raro evoluindo para um estado de tensão ou até mesmo a guerra. A condição de beligerância obriga os estados em contenda a apresentarem o que de mais moderno possuem, reflexo da sua condição tecnológica.

Um período de conflitos entre nações é, em muitos casos, um laboratório de inovações que propicia resultados rápidos devido à urgência de soluções (resultados). A guerra obriga pesquisas inovadoras que podem ser rapidamente suplantadas pelo inimigo, forçando-nos a uma nova solução. Uma força aérea moderna e altamente profissional não deve deixar para períodos de combate a preocupação com pesquisa e desenvolvimento.

A história militar é repleta de exemplos de forças armadas que usaram o conhecimento científico a seu favor, mudando a história da guerra ao aplicar esse conhecimento. Como exemplos pode-se citar a metralhadora na Primeira Grande Guerra, o radar na Segunda Grande Guerra e, mais recentemente, o uso da tecnologia furtiva em veículos militares. Um exemplo mais recente aconteceu em 1990, quando a Força Aérea Americana deixou cegos os sistemas de defesa iraquianos durante a Guerra do Golfo. Nessa ocasião, mais do que nunca as

palavras do Major Severski que, em 1942, profetizou a vitória pela Força Aérea, eram verdadeiras: "...nenhuma operação terrestre ou naval será possível, sem que primeiramente se conquiste o domínio do ar, acima da área respectiva" [SEVERSKI, 1942]. Nesse exemplo, a tecnologia furtiva foi essencial para a conquista do domínio do ar.

A história da tecnologia furtiva está intimamente ligada à história do radar. Como um dos maiores inimigos do vetor aéreo de combate, o radar teve seu primeiro uso militar na Segunda Grande Guerra, tendo sido decisivo para a vitória do Aliados. No pós-guerra tornou-se foco de pesquisas no intuito de melhorar a sua performance, bem como obstruir ao inimigo a sua utilização. Utilizar o espectro eletromagnético é uma ação da Guerra Eletrônica e não permitir que o inimigo faça uso deste é uma de suas vertentes chamada de Contra-Medida Eletrônica (CME).

Uma das medidas de contra-medida eletrônica, que restringe a eficiência do rastreamento inimigo, é a redução da seção reta radar da aeronave empregada. A redução da seção reta radar implica uma menor distância de detecção, o que diminui o tempo de reação do inimigo, permitindo que o atacante faça uso do seu armamento com segurança.

A Força Aérea Brasileira obteve as primeiras medições de Seção Reta Radar a partir de trabalhos de medição de RCS (*Radar Cross Section* ou Seção Reta Radar) de objetos com geometria simples conduzidos pela equipe da Divisão de Materiais do Instituto de Aeronáutica e Espaço do Centro Técnico Aeroespacial [MIACCI, 2002]. Sendo assim, este trabalho incorpora o conhecimento adquirido pela equipe do Projeto MARE (Materiais Absorvedores de Radiação Eletromagnética), que, desde 1997, vem desenvolvendo estudos na área de medição de espalhamento de objetos simples e complexos, bem como na elaboração de materiais que possam reduzir a RCS de um objeto complexo.

A Força Aérea, reconhecendo a importância estratégica dessa tecnologia, destacou este oficial aviador para somar esforços juntamente com a equipe do Projeto MARE e ampliar o conhecimento sobre Seção Reta Radar.

1.2 Objetivo

Este trabalho tem como objetivo apresentar a proposição de um método de medição de RCS de aeronaves reais em campo aberto, estabelecendo-se um primeiro passo em direção ao conhecimento da tecnologia furtiva utilizando-se alvos reais em campo aberto.

A despeito de toda a infra-estrutura necessária, este tipo de procedimento ainda é muito utilizado e destaca-se como um procedimento necessário ao desenvolvimento da tecnologia furtiva.

1.3 Organização do trabalho

Este trabalho é composto de sete capítulos incluindo esta introdução.

O Capítulo 2 apresenta os conceitos e definições sobre Seção Reta Radar, como a onda eletromagnética se comporta em contato com objetos simples, a importância do tamanho elétrico do alvo e as interações que acontecem quando existe um objeto complexo recebendo a incidência da onda eletromagnética. O capítulo é encerrado com uma revisão sobre os conhecimentos básicos em eletromagnetismo necessários para este trabalho.

No Capítulo 3 é feita uma revisão sobre os principais métodos de predição analítica de RCS para alta freqüência, o alvo deste projeto, quando são detalhados os cálculos de Seção Reta Radar para objetos simples enfatizando-se o trabalho com placas planas, usadas como alvos de calibração para medição de objetos complexos.

O Capítulo 4 tem como objetivo apresentar os métodos empregados atualmente em medição de RCS, desde as câmaras anecóicas aos campos de medição em campo aberto, dando-se ênfase à medição. Ao final do mesmo são apresentados os principais problemas a serem contornados para a medição em campo aberto.

O Capítulo 5 traça os detalhes dos materiais empregados, desde a escolha da área para as medições, passando pelo radar a ser usado como emissor, até a escolha do alvo a ser usado nas medições em campo aberto. O conjunto de medições é descrito em detalhes.

O Capítulo 6 apresenta resultados e discussões. O capítulo aborda todos os procedimentos que foram conduzidos para que os resultados fossem obtidos. São apresentados os diagramas de reflexão de alvos simples e o método empregado para a identificação de pontos de reflexão na aeronave medida.

O Capítulo 7 traz as conclusões inferidas a partir deste trabalho, trazendo sugestões para trabalhos futuros.

Os Apêndices que acompanham o trabalho esclarecem várias atividades que foram conduzidas em paralelo com a medição de Seção Reta Radar e que são essenciais para o completo entendimento do método empregado.

2 Seção Reta Radar

2.1 Equação Radar

A visão do piloto operacional sobre a Seção Reta Radar está atrelada à distância de detecção que a sua aeronave pode ter perante um radar inimigo. Antecipar-se ao momento do combate e ter certeza de que será interceptado somente a partir de um determinado ponto, pode ser decisivo para o cumprimento da missão e o retorno seguro para casa.

A distância de detecção é definida a partir da equação radar, a qual descreve um conjunto de parâmetros operacionais, ambientais e do alvo. Os primeiros radares foram inicialmente desenhados para operar de maneira biestática, ou seja, o transmissor e o receptor do radar estão em posições diferentes quando vistos do alvo. Quando as localizações do transmissor e do receptor coincidem, chamamos o radar de monoestático.

Para que se entenda a participação da RCS dentro da equação radar, considera-se um radar monoestático localizado a uma distância R do alvo, com uma potência de transmissão P_t e diretividade da antena D_t, sendo a densidade de potência incidente sobre o alvo, W_i, dada por [JENN, 1995]:

$$W_i = \frac{P_t D_t}{4\pi R^2} \qquad \textbf{(Eq. 2-1)}$$

A RCS (σ) relaciona a densidade de potência incidente como a potência coletada (P_c) sobre o alvo,

$$P_c = \sigma W_i \qquad \textbf{(Eq. 2-2)}$$

A densidade de potência espalhada (P_e) a partir do alvo é:

$$W_s = \frac{P_c}{4\pi R^2} \qquad \textbf{(Eq. 2-3)}$$

Considerando-se a abertura efetiva da antena como A_{er}, o sinal recebido pelo alvo é:

$$P_r = \frac{P_t D_t \sigma A_{er}}{\left(4\pi R^2\right)^2} \qquad \textbf{(Eq. 2-4)}$$

E, finalmente, utilizando-se da relação entre a diretividade (D_r) e a área efetiva da antena de recepção, tem-se:

$$D_r = \frac{4\pi A_{er}}{\lambda^2}, \qquad \textbf{(Eq. 2-5)}$$

onde: λ é o comprimento de onda.

A expressão para a potência recebida reduz-se para:

$$P_r = \frac{P_t D_t D_r \sigma \lambda^2}{\left(4\pi\right)^3 R^4} \qquad \textbf{(Eq. 2-6)}$$

Nesta equação, o efeito das perdas foi ignorado, o qual compreende as perdas que ocorrem nas linhas de transmissão e acessórios internos ao radar, bem como as perdas que ocorrem no caminho entre o radar e o alvo. As perdas da antena podem ser incluídas substituindo-se o ganho da antena pela diretividade. Um fator simples de perda L é freqüentemente adicionado, para que seja considerada a redução de sinal devido às demais perdas. Sendo assim, tem-se como equação radar:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \sigma \lambda^2 L}{\left(4\pi\right)^3 R^4} \qquad \textbf{(Eq. 2-7)}$$

O que torna σ de valor essencial para o piloto de combate decorre do fato de ser o único fator presente na equação radar que o piloto pode trabalhar para que a sua distância de detecção (R) seja diminuída.

2.2 Definição

O dicionário de termos elétricos e eletrônicos do IEEE [IEEE, 1984] define RCS como a medida da potência refletida de um alvo, definida como 4π vezes a razão entre a potência de espalhamento em uma direção específica em relação à potência por unidade de área de uma onda plana incidente sobre o espalhador em uma dada direção. Mais precisamente, o limite dessa razão é a distância do radar ao espalhador tendendo ao infinito [KNOTT, 1993]:

$$\sigma = \lim_{r\to\infty} 4\pi R^2 \frac{\left|E^s\right|^2}{\left|E^i\right|^2} = \lim_{r\to\infty} 4\pi R^2 \frac{\left|H^s\right|^2}{\left|H^i\right|^2} \qquad \textbf{(Eq. 2-8)}$$

Onde, o símbolo σ é amplamente aceito como a designação de RCS, R é a distância entre o radar e o objeto, E^s é o campo elétrico espalhado e E^i é o campo elétrico incidente sobre o alvo. Pode-se entender a partir desta equação que, no campo distante do alvo, a dependência do campo espalhado em relação à distância aproximar-se-á de 1/R e, portanto, σ será independente da distância.

O cálculo da RCS envolve essencialmente a determinação do campo elétrico refletido por um objeto. Se a corrente induzida sobre o alvo, provocada por uma onda plana incidente, pode ser determinada, as mesmas integrais de radiação usadas na análise de antenas pode ser aplicada para computar o campo refletido. Entretanto, determinar a corrente induzida sobre o alvo é um problema de difícil solução, pois as Equações de Maxwell devem ser resolvidas para condições complicadas de fronteira [JENN, 1995].

A RCS é comumente medida em metros quadrados, ou dBsm, ou seja dB em relação m^2. A Figura 2.1 apresenta valores típicos de RCS de 40 dBsm (10.000m^2) para navios e grandes bombardeiros até –30 dBsm (0,001m^2) para insetos.

Figura 2.1 - Valores típicos de RCS [JENN, 1995].

Skolnik utiliza, para um melhor entendimento da RCS, a área projetada por uma esfera, de tamanho bem superior ao comprimento de onda que, substituída pelo objeto, devolverá a mesma energia de volta para o radar. A RCS do mais simples objeto variará grandemente com a modificação do seu ângulo de aspecto. Seria como se a esfera imaginária expandisse ou contraísse para representar a flutuação de amplitude de energia espalhada pelo objeto [SKOLNIK, 1970].

Não somente o ângulo de aspecto do alvo fará a RCS oscilar, pode-se citar também:

- posição do transmissor em relação ao alvo;
- posição do receptor em relação ao alvo;
- geometria do alvo e composição do material;
- orientação angular do alvo em relação ao transmissor e receptor;
- freqüência ou comprimento de onda;
- polarização do transmissor, e
- polarização do receptor.

Estes fatores são levados em consideração ao se definir um radar para que um alvo específico seja detectado, bem como ao contrapor-se a um determinado radar, o vetor aéreo concentrará as defesas a partir do conhecimento das características do radar inimigo.

2.3 Regimes de Reflexão

O desafio inicial que a seção reta radar apresenta ao pesquisador é entender a interação entre a onda eletromagnética e o objeto através da sua reflexão. O espalhamento do alvo é dependente da freqüência da onda incidente, ou melhor, do tamanho que este obstáculo apresenta em relação ao tamanho da onda, ou seja, o tamanho elétrico do objeto.

Os regimes de reflexão são didaticamente divididos em três grupos, havendo entre os autores mais conhecidos divergências apenas nos valores de separação destas faixas. São elas: a região de baixa-freqüência, conhecida como região de Rayleigh, a região de ressonância, também conhecida como região de Mie e a terceira e última, a região de alta-freqüência, também conhecida como região óptica [RUCK, 1970].

A Figura 2.2 apresenta a ilustração clássica da seção reta radar da esfera nestas três regiões, onde encontra-se na ordenada σ normalizada em relação à área projetada da esfera πa^2 e na abscissa tem-se a circunferência da esfera normalizada em relação ao comprimento de onda $ka = \frac{2\pi a}{\lambda}$ [RUCK, 1970].

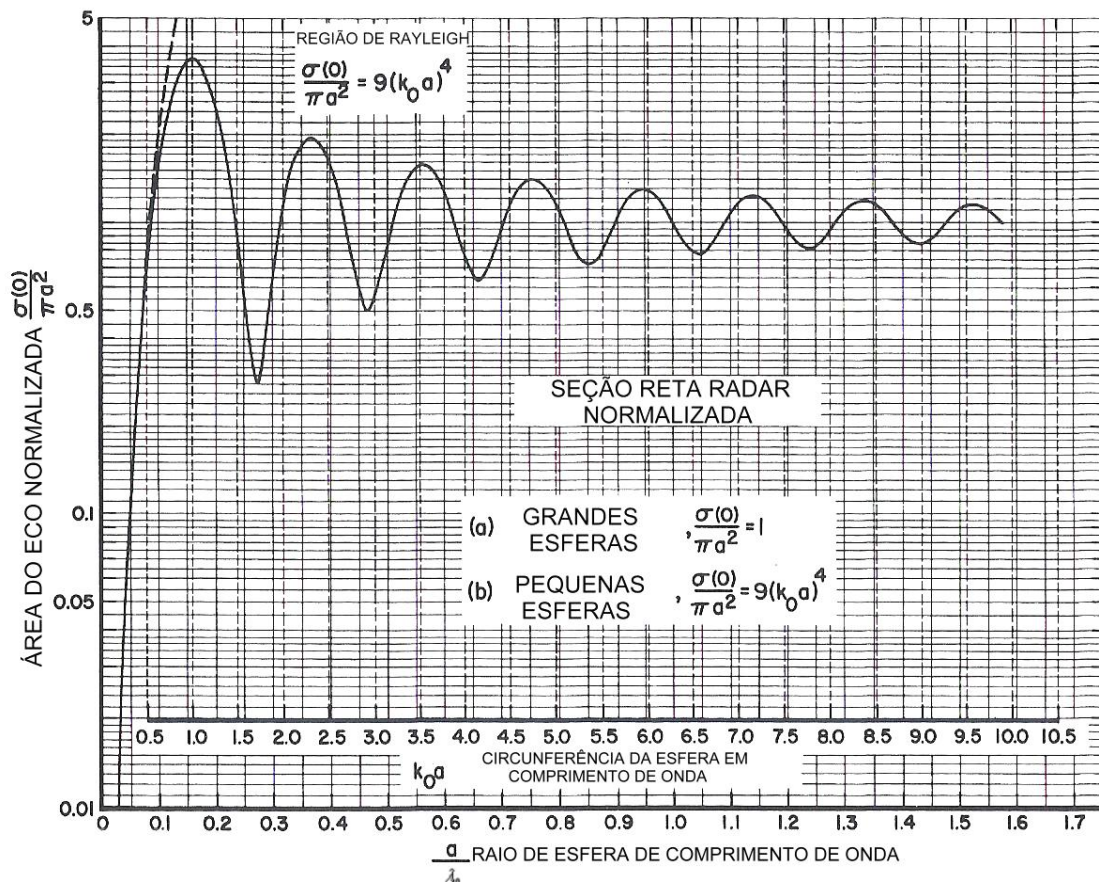



Figura 2.2 - Solução exata da seção reta radar de uma esfera perfeitamente condutora em função do tamanho da esfera em relação ao comprimento de onda [RUCK, 1970].

De acordo com Ruck, a única solução exata para o espalhamento da esfera é atribuída a Mie e, por essa razão, as faixas de separação de **ka**, por ele estipuladas, são utilizadas para nortear a análise que se segue, sendo considerado que a esfera está localizada no campo distante do emissor (R>>a) [RUCK, 1970].

2.3.1 Região de baixa-freqüência – ka <0,5

Quando o comprimento de onda incidente é muito maior que o tamanho do corpo (Figura 2.3), a reflexão é chamada espalhamento de Rayleigh**.** Nome dado em homenagem a Lord Rayleigh quando do seu estudo sobre o porque o céu é azul: quanto menor o

comprimento de onda maior o espalhamento provocado pela atmosfera, deixando passar a freqüência azul com maior comprimento de onda a qual atinge o observador em terra.

No caso da região de baixa-freqüência ocorre uma variação de fase muito pequena em relação ao tamanho do corpo (Figura 2.3). É como se todo o corpo visse a mesma onda a cada momento [KNOTT, 1993]. Mie considera o valor de **ka** <0,5, pois abaixo deste valor o erro é menor que 1%. De acordo com Mie a RCS nesta região é dada por [RUCK, 1970]:

$$\sigma = \pi a^2 9(ka)^4 \qquad \textbf{(Eq. 2-9)}$$

Pode-se notar que apesar da seção reta apresentar um valor pequeno, varia rapidamente, aumentando em função da freqüência elevada à quarta potência e do raio da circunferência elevado à sexta potência [RUCK, 1970].

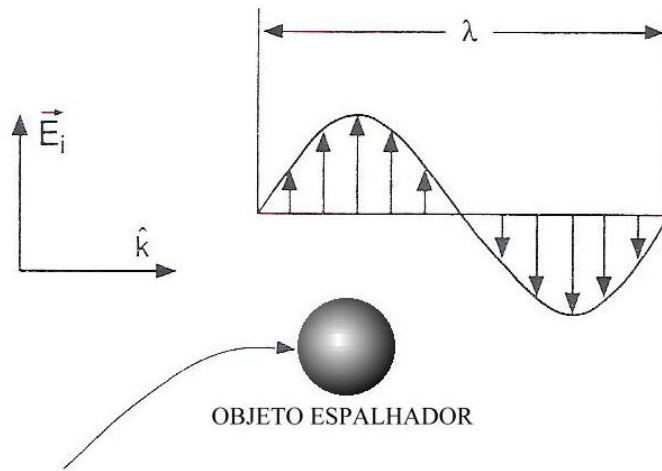



Figura 2.3 - Na região de baixa-freqüência há pouca variação de amplitude ou fase do campo incidente sobre o tamanho do corpo [KNOTT, 1993].

2.3.2 Região de ressonância – 0,4≤ka ≤20

A região de ressonância é a região do gráfico que contém as oscilações. Nessa região, aproximações como óptica física ou geométrica não podem predizer a seção reta de natureza oscilatória. A média das oscilações é definida como:

$$\left\langle \frac{\sigma}{\pi a^2} \right\rangle = 1 \qquad \textbf{(Eq. 2-10)}$$

O erro envolvido nesta aproximação torna-se menor quanto maior for **ka**. Para **ka**>10 o erro é menor que 25% ou 1 dB.

Uma aproximação válida para a RCS na porção mais baixa da região de ressonância e abaixo disso é encontrada expandindo-se a solução de Mie em séries de **ka**.

$$\sigma = \pi a^2 9(ka)^4 \left[1 - \frac{5}{27}(ka)^2 + \frac{3.379}{72.900}(ka)^4 - \frac{1.502.812}{1.488.375}(ka)^4\right] + O\left[(ka)^{12}\right] \qquad \textbf{(Eq. 2-11)}$$

A partir daí, tem-se a seção reta radar, com um erro de 38% para **ka**=1 diminuindo a 0,2% para **ka**<0,7.

No final superior da região de ressonância a função de espalhamento pode ser dividida em dois termos, sendo $F^0(0)$ e $F^c(0)$ (Eq. 2-12). Esses componentes são obtidos a partir da solução de Mie usando-se as transformações de Watson. Sendo assim, $F^0(0)$ é relativo ao componente de espalhamento especular, enquanto $F^c(0)$ é relativo às ondas excitadas pelo campo incidente que está ligado à região de sombra da esfera, ou seja, que contorna a esfera uma ou duas vezes e, então, é refletida na direção do emissor (Eq. 2-12 e Eq. 2-13) [RUCK, 1970].

$$F(0) = F^0(0) + F^C(0) \qquad \textbf{(Eq. 2-12)}$$

onde:

$$F^0(0) = -\frac{x}{2} e^{-j2x} \left[1 - \frac{j}{2x} + O(x^{-3})\right], x = ka \qquad \textbf{(Eq. 2-13)}$$

e

$$F^c(0) = -jx^{4/3} e^{j\pi(x-1/6)} [\{[1,357588 + (0,741196 + j1,283788)x^{-2/3}]$$
$$\times \exp\left[-x^{1/3}(2,200002 - j1,2701172) + x^{-1/3}(\mathbf{0},445396 + j0,25715)\right]\}_{E1} \qquad \textbf{(Eq. 2-14)}$$

$$+\{[(0,695864+(0,964654+j1,670829)x^{-2/3}]$$

$$\times\exp[-x^{1/3}(7,014224-j4,049663)-x^{-1/3}(\mathbf{0},444477+j0,256619)]\}_{E2}$$

$$-\{[(0,807104+(0,798821+j1,383598)x^{-2/3}]$$

$$\times\exp[-x^{1/3}(5,048956-j2,915016)-x^{-1/3}(\mathbf{0},312321+j0,180319)]\}_{H1}]$$

A Figura 2.4 representa as duas componentes, $F^0(0)$ especular e $F^c(0)$ de contorno.

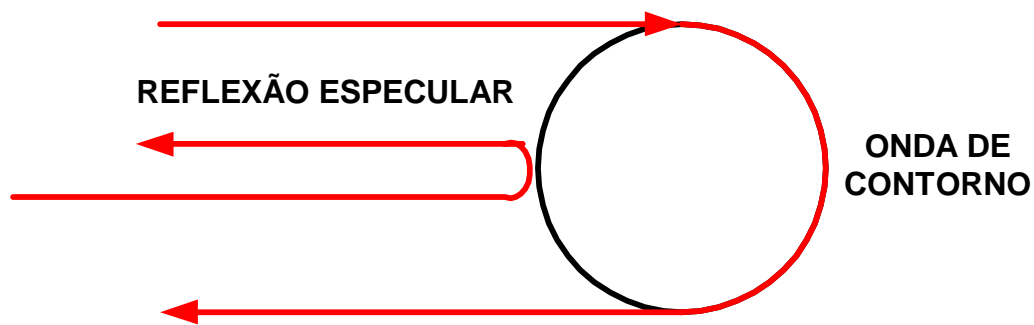



Figura 2.4 - Região de ressonância com as componentes especular $F^0(0)$ e de contorno $F^c(0)$ [RUCK, 1970].

As contribuições da onda de contorno são separadas em termos que representam o E e H, podendo ser reconhecidas pelo subscrito ao lado das chaves $\{...\}_{E1}$ e $\{...\}_{H1}$. Cada termo representa ondas que contornam a esfera uma única vez. A magnitude de cada termo pode ser observada pelo fator exponencial negativo. Normalmente, apenas o primeiro termo de E é significativo e a influência dos demais decresce ainda mais quanto maior for **ka**.

2.3.3 Região de alta-freqüência – ka >20

Esta região é conhecida como região óptica, pois o resultado obtido pelo espalhamento da esfera pode ser encontrado a partir das leis ópticas da reflexão, quanto maior o valor de **ka**.

Sendo **ka** um valor elevado, $F^c(0)$ torna-se desprezível em (Eq. 2-14) e, por conseguinte, somente o primeiro termo, $F^0(0)$ é significativo. Sendo assim, tem-se como seção reta radar:

$$\sigma = \pi a^2 \qquad \textbf{(Eq. 2-15)}$$

A seção reta radar acima pode ser obtida usando-se os métodos das ópticas física e geométrica, que serão citados no próximo capítulo.

2.4 Mecanismos de Reflexão

Além da variação de espalhamento que a alteração de freqüência pode provocar, deve-se considerar que a maioria dos alvos que um radar encontra durante a sua operação não é tão simples como a esfera analisada no item anterior. No entanto, esse alvo complexo pode ser decomposto em partes menores, as quais podem ser analisadas separadamente, levando-se em conta os componentes mais simples que formam o alvo em análise. A Figura 2.5 representa uma aeronave decomposta em vários objetos simples, tais como: placas, cilindros e cones [JENN, 1995].

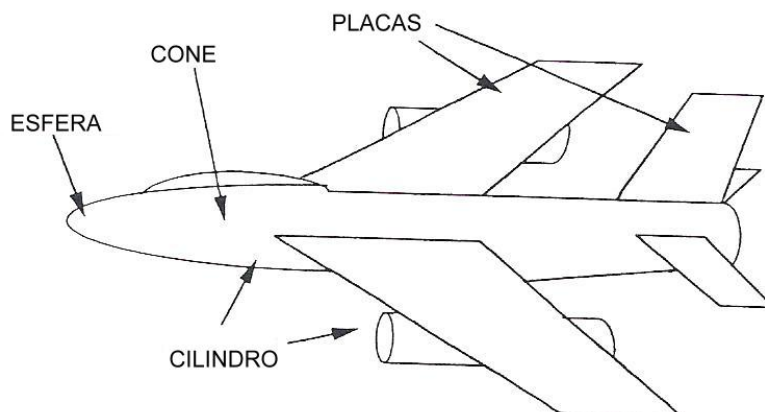



Figura 2.5 - Aeronave representada por objetos simples [JENN, 1995].

Uma análise inicial da reflexão de um alvo complexo, pela sua decomposição em alvos simples, pode ser levada em consideração nas estimativas preliminares da RCS de uma aeronave. No entanto, essa análise despreza as interações que existem entre as partes simples,

de fundamental importância para um estudo completo e, mesmo assim, existem diferenças destes cálculos em relação às medidas experimentais obtidas para o objeto. Existem vários mecanismos de espalhamento que podem ser encontrados em um objeto complexo e, em comparação com reflexões significativas podem ser considerados pequenos, mas quando isolados não podem ser negligenciados [JENN, 1995].

A Figura 2.6 apresenta os principais mecanismos de reflexão [JENN, 1995].

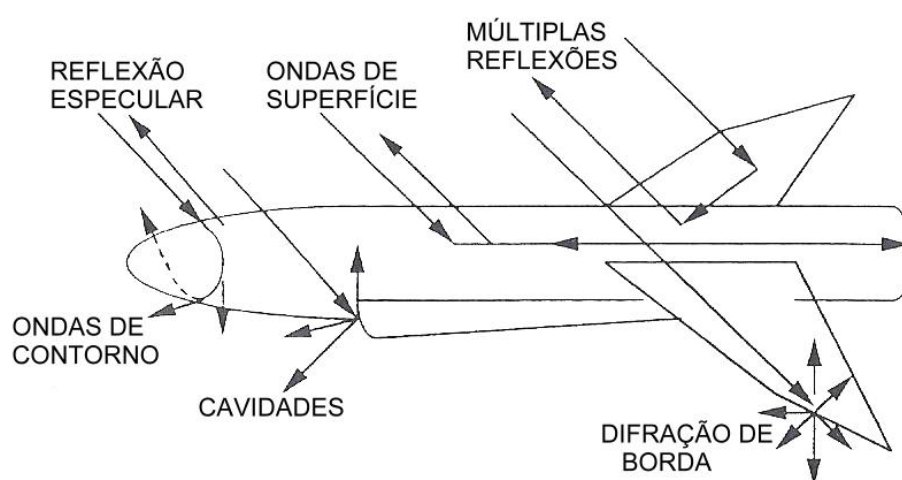



Figura 2.6 - Mecanismos de espalhamento [JENN, 1995].

2.4.1 Reflexão especular

É devido à reflexão especular que são medidos os maiores picos de espalhamento. Esses picos representam a reflexão direta que acontece com a onda, assemelhando-se ao reflexo de um espelho, sendo limitados pela lei de *Snell*. Quando existe um objeto de múltiplas faces a interação existente entre as reflexões especulares deve ser levada em consideração [JENN, 1995].

2.4.2 Múltiplas Reflexões

A geometria complexa de uma aeronave permite a formação de diedros e triedros que promovem múltiplas reflexões levando a onda eletromagnética emitida retornar diretamente para o emissor.

2.4.3 Difrações

As difrações são provocadas pela incidência da onda em quinas ou pontas, espalhando a energia incidente em todas as direções. Esse espalhamento omnidirecional é responsável pela pequena influência que a difração apresenta em relação ao valor total da RCS. No entanto, se existe o cuidado de se obter uma RCS reduzida, esse efeito deve ser levado em consideração [JENN, 1995].

2.4.4 Ondas de superfície

As ondas de superfície são as ondas que percorrem uma distância, estando próximas à superfície do objeto que recebe a onda incidente, podem ser ondas caminhantes ou ondas de contorno. As ondas de contorno, já citadas no item 2.3.2, são ondas que circundam o corpo em formato circular retornando para a direção de origem. As ondas caminhantes são encontradas em corpos alongados ou bordos de ataque e sofrem uma atenuação bem reduzida com a sua propagação. No entanto, se houver interrupção da superfície ou descontinuidade, a onda é refletida de volta para o emissor [JENN, 1995].

2.4.5 Cavidades

A reflexão em cavidades ocorre quando a onda fica confinada em uma estrutura fechada, onde ocorrem múltiplas reflexões até a sua saída, com o espalhamento em diversas direções. Os exemplos mais conhecidos são a entrada de ar para o motor e a sua tubulação e a

saída dos gases de exaustão. A onda toma diversos caminhos dentro da cavidade e sai como um lóbulo de elevada intensidade e com um amplo espalhamento em relação às direções.

Todos esses mecanismos não são independentes podendo interagir entre si. No entanto, essas interações não são facilmente identificadas principalmente se tratando de um objeto complexo.

Existem muitos fatores que afetam a RCS e devem ser muito bem conhecidos para que a seção reta seja medida. Tomando-se conhecimento do conceito de RCS e os principais fatores que a definem, faz-se necessário um conhecimento básico de eletromagnetismo para o estudo da RCS.

2.5 Equações de Maxwell

O comportamento eletromagnético de uma onda é governado por um conjunto de equações conhecidas como Equações de *Maxwell*, as quais relacionam os campos magnético e elétrico com as variáveis de fluxo e as fontes. Na Tabela 2.1 encontram-se as variáveis utilizadas nas equações de *Maxwell* e as unidades utilizadas no SI [KNOTT, 1993].

Tabela 2.1 - Variáveis envolvidas nas Equações de *Maxwell*.

Símbolo	Definição	Unidade no SI
E	Intensidade de campo elétrico	Volts/metro
H	Intensidade de campo magnético	Ampére/metro
D	Densidade de fluxo de corrente elétrica	Coulombs/metro^2
B	Densidade de fluxo de corrente magnética	Tesla ou Webers/metro^2
ρ	Densidade volumétrica de carga elétrica	Coulombs/metro ^{3}
J	Densidade de corrente elétrica	Ampére/metro^2
P	Polarização elétrica	Coulombs/metro^2
M	Polarização magnética	Volts/metro^2

Maxwell está associado a essas Leis por ter complementado, através da adição de um termo de corrente de deslocamento, as equações que explicam a propagação da onda

eletromagnética no espaço livre, que foi posteriormente demonstrada experimentalmente por Hertz. Essas equações resumem completamente o comportamento eletromagnético sendo expressas na forma diferencial ou na forma integral.

A Tabela 2.2 apresenta as equações de *Maxwell* na forma diferencial [KRAUS, 1986].

Tabela 2.2 - Equações de Maxwell na forma diferencial [KRAUS, 1986].

	A partir de Ampére	**A partir de Faraday**	**A partir de Gauss**	
Dimensão / **Caso**	Corrente elétrica /área	Potencial elétrico /área	Fluxo elétrico /volume	Fluxo magnético /volume
Geral	$\nabla \times \mathbf{h} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial t}$	$\nabla \times \mathbf{e} = -\frac{\partial \mathbf{b}}{\partial t}$	$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho$	$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$
Espaço Livre	$\nabla \times \mathbf{h} = \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial t}$	$\nabla \times \mathbf{e} = -\frac{\partial \mathbf{b}}{\partial t}$	$\nabla \cdot \mathbf{D} = 0$	$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$
Variação Harmônica	$\nabla \times \mathbf{H} = (\sigma + j\varpi\varepsilon)\mathbf{E}$	$\nabla \times \mathbf{E} = -j\varpi\mu\mathbf{H}$	$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho$	$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$

As letras minúsculas representam valores instantâneos.

Juntamente com as equações de Maxwell algumas outras relações fundamentais são de muita importância, quando se lida com problemas eletromagnéticos. Entre essas, pode-se mencionar a lei de Ohm que relaciona a densidade de corrente **J** e o campo elétrico **E** (KRAUS, 1986).

$$\mathbf{J} = \sigma'.\mathbf{E} \qquad \textbf{(Eq. 2-16)}$$

Cabe ressaltar que, neste caso σ não representa a RCS, mas o símbolo amplamente usado no meio acadêmico conhecido como condutividade, cuja unidade no SI é **1/Ω.m** ou **mho.m^{-1}**. Para evitar conflito neste texto, este símbolo recebeu um diferencial, sendo expresso como (σ').

A relação da continuidade,

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t} \qquad \textbf{(Eq. 2-17)}$$

A relação de força,

$$\mathbf{F} = q\mathbf{E} \qquad \textbf{(Eq. 2-18)}$$

sendo: **F** representativo de força, em Newtons (N) e **q** a carga elétrica em Coulomb (C).

O material dos corpos influencia os campos de força, pois podem armazenar as energias elétrica ou magnética na sua estrutura, ou seja, momentos de dipolo induzidos ou permanentes, assim, tem-se as relações constitutivas entre **E** e **D** e entre **B** e **H**, dadas por:

$$\mathbf{D} = \varepsilon\mathbf{E} = \varepsilon_0\mathbf{E} + \mathbf{P} \qquad \textbf{(Eq. 2-19)}$$

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M}) \qquad \textbf{(Eq. 2-20)}$$

Sendo ε a permissividade medida em faraday/metro (F/m) e μ a permeabilidade, medida em henry/m (H/m).

2.5.1 Equação de onda

Após *Maxwell* apresentar a sua teoria sobre a corrente de deslocamento, as suas equações previram a propagação de campos eletromagnéticos a partir de cargas e correntes. Este fato torna muito importante a derivação das equações de onda e o exame da natureza dessa onda eletromagnética.

Nota-se pela (Eq. 2-20) que a Lei de Faraday apresenta que o campo B(=μH) variável no tempo é a fonte senoidal de E e que a Lei de Ampére, como foi complementado por Maxwell, apresenta um D(= εE) variável no tempo, que é a fonte senoidal para H. Sendo assim, verifica-se que um H variando no tempo produz E e um E variando no tempo produz H, ou seja, torna-se autopropagante.

Para iniciar a dedução, postula-se que os campos harmônicos no tempo são expressos em notação fasorial, onde o campo instantâneo é dado por:.

$$\mathbf{e}(r,t) = \Re\left[\mathbf{E}(r)e^{j\varpi t}\right] = \Re(\mathbf{E}_0 e^{j\varpi t + j\phi}\hat{\mathbf{e}}) = \mathbf{E}_0 \cos(\varpi t + \phi)\hat{\mathbf{e}} \qquad \textbf{(Eq. 2-21)}$$

onde: $\Re$ denota a parte real de uma grandeza complexa, $\hat{\mathbf{e}}$ é um vetor unitário na direção do campo elétrico, ϕ descreve a variação de fase em relação a **r**, $\varpi = 2\pi f$ é a freqüência angular e f a freqüência em Hz.

Por razão de simplificação de nomenclatura omite-se as dependências de **E** e **H** com **r**.

Para obter a equação de onda, inicia-se com a Lei de Faraday na forma complexa:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\varpi\mu\mathbf{H}$$

Aplicado a o operador rotacional a ambos os lados, resulta:

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = -j\varpi\mu(\nabla \times \mathbf{H})$$

substituindo $\nabla \times \mathbf{H}$ com o auxílio da Lei de Ampére, tem-se:

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = -j\varpi\mu(\nabla \times \mathbf{H}) = -j\varpi\mu(\sigma` + j\varpi\varepsilon)\mathbf{E}$$

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = -j\varpi\mu\sigma`\mathbf{E} + \varpi^2\mu\varepsilon\mathbf{E} \qquad \textbf{(Eq. 2-22)}$$

Expandindo-se $\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E})$ através de identidade vetorial, resulta:

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2\mathbf{E}$$

Particularizando para o caso de espaço livre, obtém-se a seguinte simplificação, $\nabla \cdot \mathbf{E} = 0$:

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = -\nabla^2\mathbf{E} \qquad \textbf{(Eq. 2-23)}$$

A equação de onda para o campo elétrico é obtida, usando-se as (Eq. 2-22) e (Eq. 2-23), obtendo-se:

$$\nabla^2\mathbf{E} = j\varpi\mu\sigma`\mathbf{E} - \varpi^2\mu\varepsilon\mathbf{E}$$

Relembrando que o estudo se aplica ao espaço livre onde a condutividade é nula (σ`=0) e, $k^2 = \varpi^2 \mu\varepsilon = (2\pi/\lambda)^2$, tem-se:

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} = 0 \qquad \textbf{(Eq. 2-24)}$$

A solução da equação de onda pode apresentar várias representações matemáticas, dependendo da sua geração. Para cada geometria de gerador recorre-se a um sistema de coordenadas Os sistemas para as fontes mais usuais são as coordenadas retangulares, as cilíndricas ou as esféricas. Para o caso de onda plana e uniforme, em meios ilimitados, o sistema de coordenadas retangulares é o mais adequado e, neste caso a equação (Eq. 2-24) proporciona a seguinte solução:

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 e^{-jkr} \hat{\mathbf{e}} \qquad \textbf{(Eq. 2-25)}$$

E a sua forma instantânea:

$$\mathbf{e} = \mathbf{E}_0 \Re[e^{j(\varpi t - kr)}] = \mathbf{E}_0 \cos(\varpi t - kr)\hat{\mathbf{e}} \qquad \textbf{(Eq. 2-26)}$$

Sendo $\phi = -kr$, correspondendo à onda propagando-se na direção **k** com comprimento de onda λ.

Entretanto para caracterizar a onda é necessário determinar o campo magnético correspondente:

A partir da Lei de *Faraday* pode-se chegar a H, que se relaciona com E, como segue:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\varpi\mu\mathbf{H}$$

logo, $\mathbf{H} = -\dfrac{1}{j\varpi\mu}\nabla \times \mathbf{E}$

A Figura 2.7 apresenta um exemplo dos campos **E** e **H** propagando-se no sentido $\hat{z}$ de um sistema de coordenas retangulares, no qual pode-se identificar E e H, a partir dos eixos x, y e z. Sendo $k = \beta = \frac{2\pi}{\lambda}$.

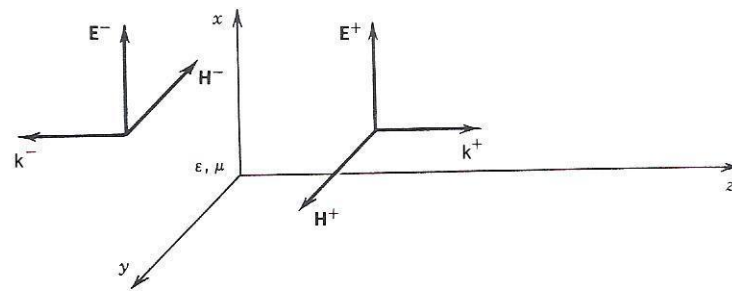
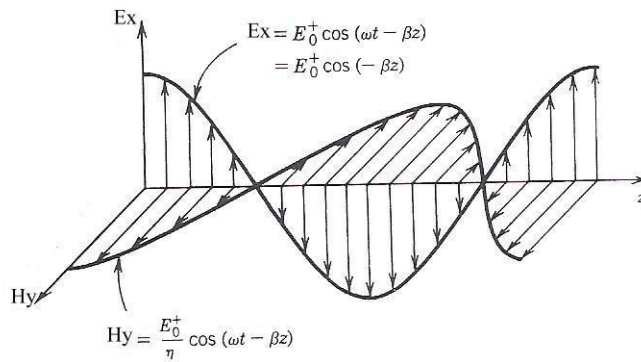



Figura 2.7 - Representação complexa (a) e instantânea (b) de uma onda plana uniforme [BALANIS, 1989].

Pode-se observar que E, H e k são mutuamente ortogonais. A razão entre E e H é conhecida como impedância de onda Z em Ω (ohm), que se iguala à impedância intrínseca η, que é encontrada pela identidade:

$$Z = \frac{E_x^+}{H_y^+} = -\frac{E_x^-}{H_y^-} = \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \qquad \textbf{(Eq. 2-27)}$$

2.5.2 Condições de fronteira

O estudo da Seção Reta Radar é uma análise que deve ser realizada quando uma onda atinge uma superfície, ou seja, uma fronteira entre dois meios. Esse estudo envolve condições de fronteira e coeficientes de reflexão para as grandezas eletromagnéticas. Considerando-se que a carga elétrica não pode ser criada ou destruída e que os campos eletromagnéticos são criados por cargas e por distribuições de correntes, esses campos devem satisfazer certas condições de fronteira na interface de dois meios.

A Figura 2.8 representa a ilustração que orienta o estudo dessas condições de fronteira.

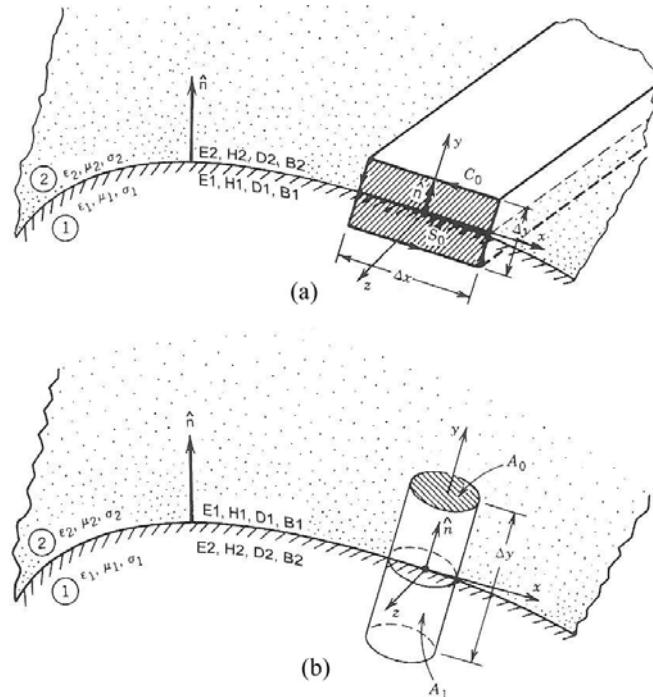



Figura 2.8 - Geometria das condições de fronteira das componentes tangenciais e normais. (a) Componentes tangenciais; (b) Componentes normais [BALANIS, 1970].

Analisando-se a interface entre os dois meios, caracterizados pelos parâmetros constitutivos $\varepsilon_1, \mu_1, \sigma_2'$ e $\varepsilon_2, \mu_2, \sigma_2'$. Em um determinado ponto da interface, define-se um retângulo (Figura 2.8), cujos limites são definidos por C_0 e área S_0. As coordenadas x, y e z são escolhidas para representar o lugar geométrico do retângulo e $\hat{n}$ o vetor normal à superfície.

A partir da Equação de *Maxwell* derivada da Lei de *Faraday* na sua forma integral, tem-se [BALANIS, 1989]:

$$\oint_{C_0} \mathbf{e} \cdot dl = -\int_{S_0} \frac{\partial \mathbf{b}}{\partial t} \cdot ds \qquad \textbf{(Eq. 2-28)}$$

Conforme Δy diminui, a área torna-se menor fazendo com que a integral de superfície, termo à direita na equação (Eq. 2-28), torne-se desprezível. Assim, para os campos elétricos tangenciais, tem-se:

$$\mathbf{E}_1 \cdot \hat{a}_x \Delta_x - \mathbf{E}_2 \cdot \hat{a}_x \Delta_x = 0 \qquad \textbf{(Eq. 2-29)}$$

ou seja,

$$\hat{n} \times (\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1) = 0 \qquad \textbf{(Eq. 2-30)}$$

A partir deste resultado, pode-se inferir que as componentes tangenciais do campo elétrico são iguais em ambos os lados da fronteira. De maneira similar, sobre o retângulo de referência, usando-se a Equação de Maxwell na forma integral derivada da Lei de Ampère,

$$\oint_C \mathbf{h} \cdot dl = \iint_S \left(\mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial t} \right) \cdot ds \qquad \textbf{(Eq. 2-31)}$$

tem-se:

$$\hat{n} \times (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) = \mathbf{J}\,, \qquad \textbf{(Eq. 2-32)}$$

ou seja, a componente tangencial de **H** é descontínua pelo valor da densidade de corrente J.

Para a análise dos campos **B** e **D**, define-se um cilindro (Figura 2.8) e a interface entre os dois meios, caracterizados pelos parâmetros constitutivos $\varepsilon_1, \mu_1, \sigma'_2$ e $\varepsilon_2, \mu_2, \sigma'_2$. A área

A_1 representa a área lateral do cilindro e A_0 a área da circunferência superior, sendo $\hat{n}$ o vetor normal à superfície [BALANIS, 1989].

A partir da equação de *Maxwell* na forma integral, derivada da Lei de Gauss, tem-se:

$$\oiint_{A_0, A} \mathbf{D} \cdot ds = \iiint_V \rho dv \qquad \textbf{(Eq. 2-33)}$$

Conforme $\Delta y \to 0$, o volume se torna menor, fazendo com que a integral de volume represente a carga superficial. Assim, para o campo D normal, tem-se:

$$\hat{n} \times (\mathbf{D}_2 - \mathbf{D}_1) = \rho, \qquad \textbf{(Eq. 2-34)}$$

ou seja, a componente normal de D varia pelo valor da densidade superficial de carga.

Para B, tem-se que a Equação de *Maxwell* na forma integral derivada da Lei de Gauss:

$$\oiint_S \mathbf{B} \cdot ds = 0 \qquad \textbf{(Eq. 2-35)}$$

$$\hat{n} \times (\mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_1) = 0 \qquad \textbf{(Eq. 2-36)}$$

2.5.3 Polarização

De acordo com o IEEE [IEEE, 1983], a polarização de uma onda radiada é definida como "a propriedade de uma onda eletromagnética radiada que descreve a variação no tempo da direção e amplitude do vetor campo elétrico, mais especificamente, a figura descrita em função do tempo pela extremidade do vetor em uma posição fixa do espaço, e o sentido que descreve ao ser observado ao longo da direção de propagação". Ou seja, a polarização é a curva traçada pela extremidade do vetor que representa o campo elétrico instantâneo.

A polarização pode ser classificada em três categorias, sendo que existe uma disposição geral dos vetores que é a polarização elíptica, que pode assumir casos especiais conhecidos como linear e circular. Além da disposição que o vetor assume, esse pode rodar

em um sentido ou outro sendo horário ou anti-horário. A Figura 2.9 representa os três tipos de polarização [BALANIS, 1989].

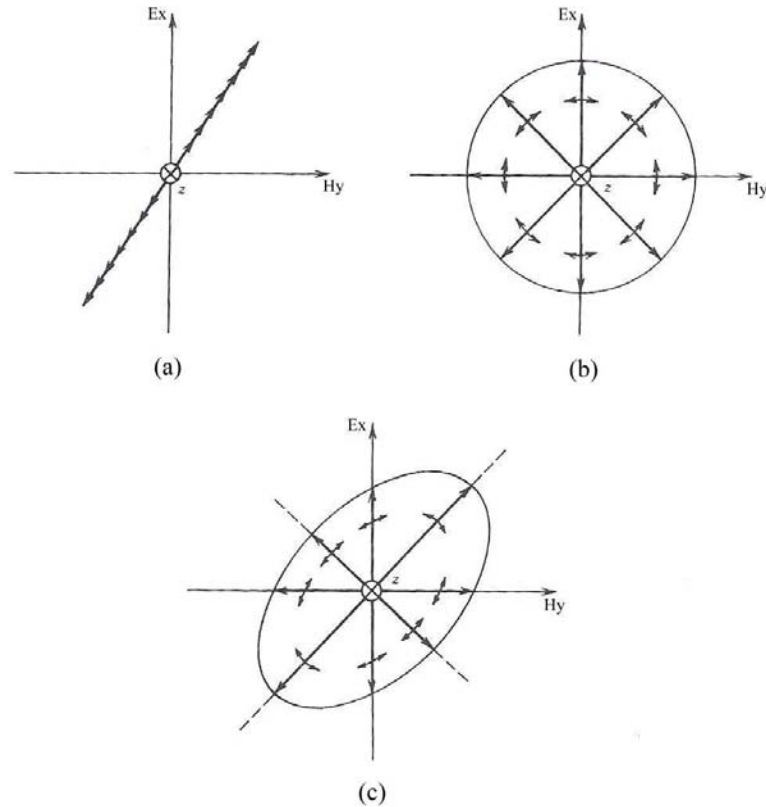



Figura 2.9 - (a) Polarização linear; (b) Polarização Circular; e (c) Polarização elíptica [BALANIS, 1989].

Para que o conceito seja mais bem compreendido usar-se-á a onda linearmente polarizada para exemplificar o comportamento do vetor campo elétrico.

Considera-se para o estudo uma onda plana com componentes do campo elétrico em x e y, deslocando-se na direção positiva de z (para dentro da página) como é apresentado na Figura 2.10. O campo elétrico instantâneo é dado por:

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= \hat{a}_x \mathbf{E}_x + \hat{a}_y \mathbf{E}_y = \Re(\hat{a}_x \mathbf{E}_x^+ e^{j(\varpi t - \beta z)} + \hat{a}_y \mathbf{E}_y^+ e^{j(\varpi t - \beta z)}) = \\ &= \hat{a}_x \mathbf{E}_{x0}^+ \cos(\varpi t - \beta z + \phi_x) + \hat{a}_y \mathbf{E}_{y0}^+ \cos(\varpi t - \beta z + \phi_y) \end{aligned} \qquad \textbf{(Eq. 2-37)}$$

onde: $\hat{a}_x \mathbf{E}_x^+$, $\hat{a}_y \mathbf{E}_y^+$, são complexos e $\hat{a}_x \mathbf{E}_{x0}^+, \hat{a}_y \mathbf{E}_{y0}^+$ são reais.

Examinando-se a variação para o vetor campo elétrico **E** dado pela equação(Eq. 2-37) no plano ortogonal ao deslocamento da onda em *z*=0.

Fazendo-se $\mathbf{E}_{y0}^{+} = 0$, então tem-se para a equação (Eq. 2-37):

$$\mathbf{E} = \hat{a}_x \mathbf{E}_x + \hat{a}_y \mathbf{E}_y = \hat{a}_x \mathbf{E}_{x0}^{+} \cos(\varpi t + \phi_x) + \hat{a}_y \cdot 0 \cdot \cos(\varpi t + \phi_y) =$$

$$\mathbf{E} = \hat{a}_x \mathbf{E}_{x0}^{+} \cos(\varpi t + \phi_x) \qquad \textbf{(Eq. 2-38)}$$

Sendo assim, a Figura 2.10 mostra o exemplo de um campo linearmente polarizado na direção *x*.

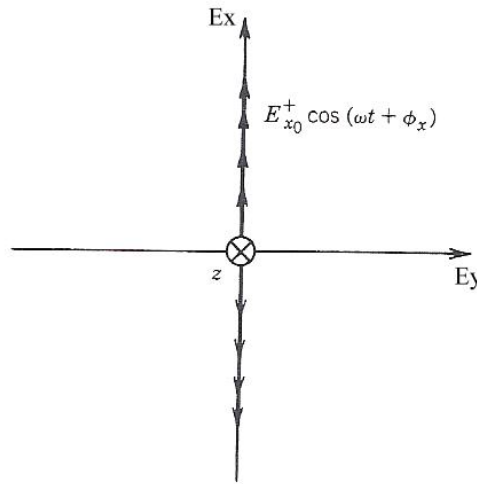



Figura 2.10 - Onda linearmente polarizada na direção *x* [BALANIS, 1989].

A extrapolação do cálculo para as polarizações circular e elíptica pode ser feita alterando-se os valores de $\hat{a}_x \mathbf{E}_{x0}^{+}$ e $\hat{a}_y \mathbf{E}_{y0}^{+}$ e a diferença de fase ϕ entre os vetores. Quando $\mathbf{E}_{x0}^{+} = \mathbf{E}_{y0}^{+}$, ou seja, os vetores têm amplitudes iguais, mas existe uma diferença de fase entre os vetores, tem-se a polarização circular. No entanto, se além da diferença de fase as amplitudes forem diferentes, está definida a polarização elíptica [KRAUS, 1986].

2.5.4 Coeficientes de reflexão

O estudo da Seção Reta Radar não poderia ser completo sem a discussão sobre os coeficientes de reflexão, não somente sobre o alvo submetido à medição de Seção Reta Radar, bem como nas áreas do campo de medição que serão avaliadas quanto à sua reflexão indesejada. Cabe ressaltar que esta análise não recai sobre mecanismos de reflexão como ondas de superfície e difração de borda.

Para analisar a reflexão de uma onda incidente oblíqua, necessita-se que seja apresentado o plano de incidência e o vetor propagação da onda. Por exemplo, uma onda cujo vetor de onda está no plano *xz* e é incidente sobre uma superfície que é paralela ao plano *xy*.

Para melhor examinar a reflexão e a transmissão em ângulos oblíquos de incidência é interessante que o vetor campo elétrico seja decomposto em vetores paralelos e perpendiculares ao plano de incidência. Quando o campo elétrico é perpendicular ao plano de incidência tem-se a polarização perpendicular e quando este é paralelo ao plano de incidência, tem-se a polarização paralela.

Cabe ressaltar que em relação ao plano horizontal esta denominação pode mudar, pois o vetor que é perpendicular ao plano de incidência, em relação à superfície horizontal apresenta polarização horizontal e o vetor que é paralelo ao plano de incidência possui polarização vertical em relação à superfície horizontal. Assim, tem-se polarização paralela (em relação ao plano de incidência) ou vertical (em relação ao plano horizontal) e polarização perpendicular (em relação ao plano de incidência) ou horizontal (em relação ao plano horizontal) [BALANIS, 1989].

As reflexões de ambas as polarizações são apresentadas neste estudo, começando pela paralela (vertical). Considerando-se a Figura 2.11, tem-se a direção dos campos incidente, refletido e transmitido de **E** e **H**.

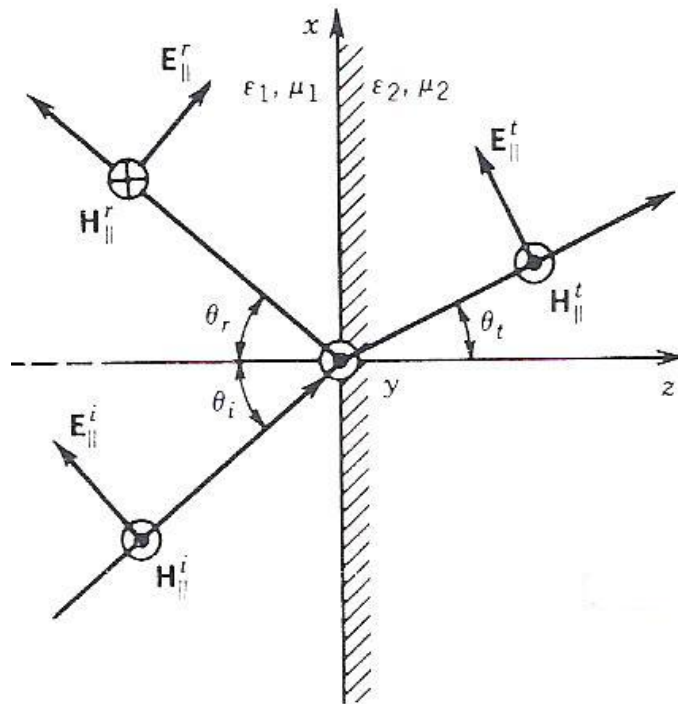



Figura 2.11 - Onda plana uniforme com polarização paralela (vertical) com incidência oblíqua à interface [BALANIS, 1989].

Relembrando a definição de coeficientes de transmissão e reflexão, tem-se:

Coeficiente de Reflexão:

$$\Gamma = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} = \frac{\mathbf{E}^r}{\mathbf{E}^i} = -\frac{\mathbf{H}^r}{\mathbf{H}^i} \qquad \textbf{(Eq. 2-39)}$$

Coeficiente de Transmissão:

$$T = \frac{2\eta_2}{\eta_1 + \eta_2} = 1 + \Gamma = \frac{\mathbf{E}^t}{\mathbf{E}^i} = \frac{\eta_2}{\eta_1} \cdot \frac{\mathbf{H}^t}{\mathbf{H}^i} \qquad \textbf{(Eq. 2-40)}$$

$$\mathbf{E}_{\|}^{i} = (\hat{a}_x \cos\theta_i - \hat{a}_z \,\mathrm{sen}\,\theta_i)\mathbf{E}_0 e^{-j\beta^i r} = (\hat{a}_x \cos\theta_i - \hat{a}_z \,\mathrm{sen}\,\theta_i)\mathbf{E}_0 e^{-j\beta_1 (x \,\mathrm{sen}\,\theta_i + z\cos\theta_i)} \qquad \textbf{(Eq. 2-41)}$$

$$\mathbf{H}_{\|}^{i} = \hat{a}_y \mathbf{H}_{\|}^{i} e^{-j\beta^i r} = \hat{a}_y \frac{\mathbf{E}_0}{\eta_1} e^{-j\beta_1 (x \,\mathrm{sen}\,\theta_i + z\cos\theta_i)} \qquad \textbf{(Eq. 2-42)}$$

onde:

$$\mathbf{E}_{\|}^{i} = \mathbf{E}_{0} \quad \textbf{(Eq. 2-43)}$$

$$\mathbf{H}_{\|}^{i} = \frac{\mathbf{E}_{\|}^{i}}{\eta_1} = \frac{\mathbf{E}_0}{\eta_1} \quad \textbf{(Eq. 2-44)}$$

De maneira similar para os campos refletidos tem-se:

$$\mathbf{E}_{\|}^{r} = (\hat{a}_x \cos\theta_r + \hat{a}_z \operatorname{sen}\theta_r)\mathbf{E}^{r} e^{-j\beta^{r} r} = (\hat{a}_x \cos\theta_r + \hat{a}_z \operatorname{sen}\theta_r)\Gamma_{\|}\mathbf{E}_0 e^{-j\beta_1(x\operatorname{sen}\theta_r - z\cos\theta_i)} \quad \textbf{(Eq. 2-45)}$$

$$\mathbf{H}_{\|}^{r} = -\hat{a}_y \mathbf{H}_{\|}^{r} e^{-j\beta^{r} r} = -\hat{a}_y \frac{\Gamma_{\|}\mathbf{E}_0}{\eta_1} e^{-j\beta_1(x\operatorname{sen}\theta_r - z\cos\theta_r)} \quad \textbf{(Eq. 2-46)}$$

onde:

$$\mathbf{E}_{\|}^{r} = \Gamma_{\|}\mathbf{E}^{i} = \Gamma_{\|}\mathbf{E}_0 \quad \textbf{(Eq. 2-47)}$$

$$\mathbf{H}_{\|}^{r} = \frac{\mathbf{E}_{\|}^{r}}{\eta_1} = \frac{\Gamma_{\|}\mathbf{E}_0}{\eta_1} \quad \textbf{(Eq. 2-48)}$$

Para os campos transmitidos, encontra-se:

$$\mathbf{E}_{\|}^{t} = (\hat{a}_x \cos\theta_t - \hat{a}_z \operatorname{sen}\theta_t)\mathbf{E}^{t} e^{-j\beta^{t} r} = (\hat{a}_x \cos\theta_t - \hat{a}_z \operatorname{sen}\theta_t)T_{\|}\mathbf{E}_0 e^{-j\beta_2(x\operatorname{sen}\theta_t + z\cos\theta_t)} \quad \textbf{(Eq. 2-49)}$$

$$\mathbf{H}_{\|}^{t} = \hat{a}_y \mathbf{H}_{\|}^{t} e^{-j\beta^{t} r} = \hat{a}_y \frac{T_{\|}\mathbf{E}_0}{\eta_2} e^{-j\beta_2(x\operatorname{sen}\theta_t + z\cos\theta_t)} \quad \textbf{(Eq. 2-50)}$$

onde:

$$\mathbf{E}_{\|}^{t} = T_{\|}\mathbf{E}^{i} = T_{\|}\mathbf{E}_0 \quad \textbf{(Eq. 2-51)}$$

$$\mathbf{H}_{\|}^{t} = \frac{\mathbf{E}_{\|}^{t}}{\eta_2} = \frac{T_{\|}\mathbf{E}_0}{\eta_2} \quad \textbf{(Eq. 2-52)}$$

De acordo com a Lei de Reflexão de Snell:

$$\theta_r = \theta_i \quad \textbf{(Eq. 2-53)}$$

Assim, tem-se para o coeficiente de reflexão, excluindo-se materiais ferromagnéticos:

$$\Gamma_{\|}\Big|_{\mu_1=\mu_2} = \frac{-\cos\theta_i + \sqrt{\dfrac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}}\sqrt{1-\left(\dfrac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}\right)\operatorname{sen}^2\theta_i}}{\cos\theta_i + \sqrt{\dfrac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}}\sqrt{1-\left(\dfrac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}\right)\operatorname{sen}^2\theta_i}} \qquad \textbf{(Eq. 2-54)}$$

A Figura 2.12 apresenta o coeficiente de reflexão para diversos materiais [BALANIS, 1989)].

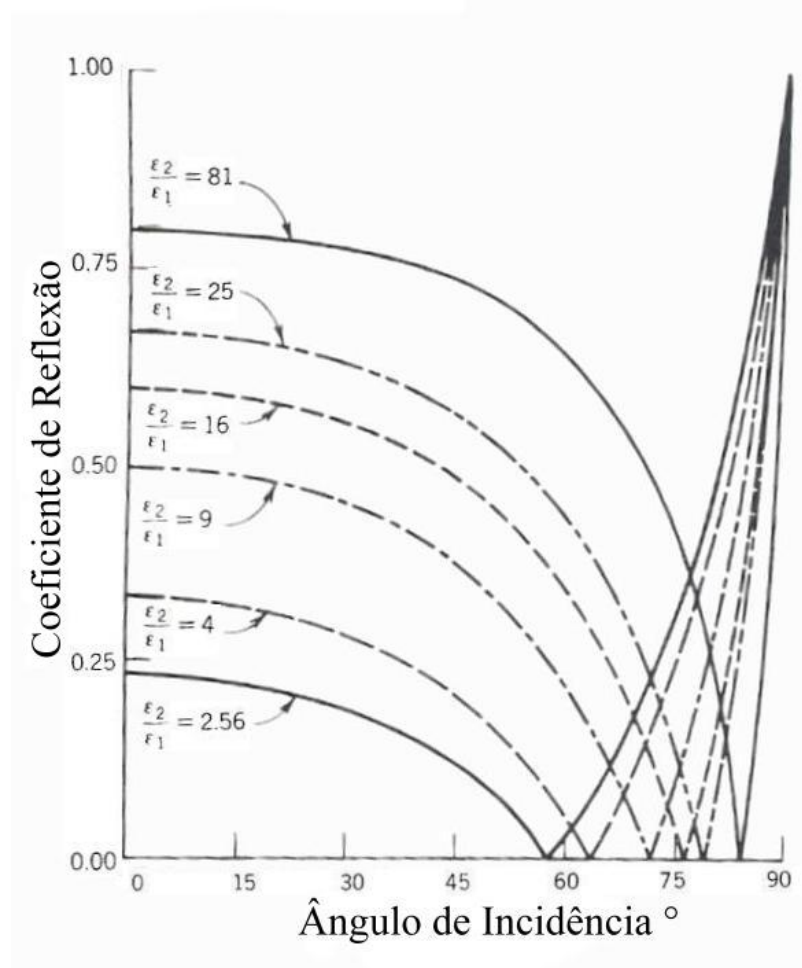



Figura 2.12 - Magnitude do coeficiente de reflexão para a onda polarizada paralelamente (vertical) [BALANIS, 1989].

De maneira similar pode-se deduzir o coeficiente de reflexão para a onda polarizada perpendicularmente (horizontal).

$$\Gamma_{\perp}\Big|_{\mu_1=\mu_2} == \frac{\cos\theta_i - \sqrt{\dfrac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}\sqrt{1-\left(\dfrac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}\right)\text{sen}^2\,\theta_i}}{\cos\theta_i + \sqrt{\dfrac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}\sqrt{1-\left(\dfrac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}\right)\text{sen}^2\,\theta_i}} \qquad \textbf{(Eq. 2-55)}$$

A Figura 2.13 apresenta o coeficiente de reflexão para diversos materiais [BALANIS, 1989].

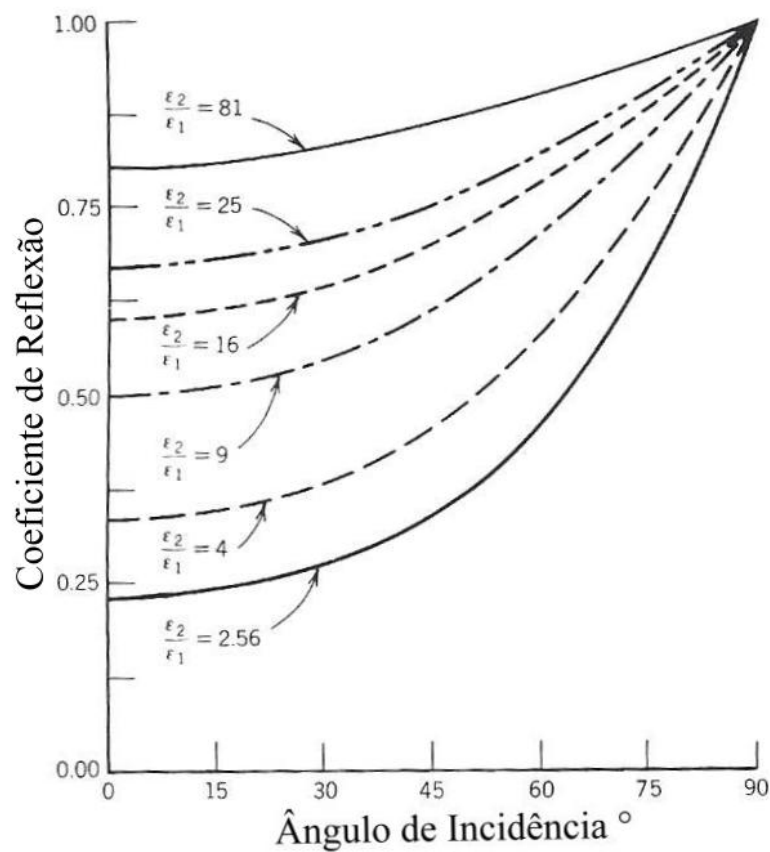



Figura 2.13 - Magnitude do coeficiente de reflexão para a onda polarizada perpendicularmente ou horizontal [BALANIS, 1989].

Esses conhecimentos básicos são essenciais para o completo entendimento da pesquisa em Seção Reta Radar, pela análise da incidência e reflexão da onda eletromagnética no objeto de interesse. O aprofundamento teórico proporciona a aplicação de métodos de cálculo analítico da Seção Reta Radar possibilitando a predição dessa dimensão sem se aproximar fisicamente do objeto real.

3 Predição de Seção Reta Radar

Como é descrito no item 2.2, a predição de RCS de um alvo complexo requer o cálculo do espalhamento dos campos elétrico e magnético para condições de fronteira de difícil solução. No entanto, para os propósitos deste trabalho faz-se necessária a predição de alvos simples, de solução menos complexa, pois seu espalhamento é o parâmetro de calibração para o campo de medidas.

3.1 Métodos de Cálculo de Seção Reta Radar

Os métodos usados para o cálculo de RCS são os mesmos usados para a análise de antenas, pois um alvo radar age essencialmente como uma antena; até o mais simples deles. A onda incidente induz uma corrente sobre o alvo e a corrente induzida irradia um campo exatamente como uma antena o faria, neste caso, chamado campo espalhado.

As técnicas de predição em alta-freqüência são de grande importância prática, pois nesta faixa de freqüência encontram-se os radares que representam uma grande ameaça para o vetor aéreo. Entende-se por alta-freqüência como a comparação entre o tamanho do alvo e o comprimento de onda (2.3.3). Levando-se em consideração que esses radares emitem em freqüências de 1GHz (0,3m de comprimento de onda) ou mais e que, normalmente, qualquer alvo terá no mínimo 10λ de extensão, pode-se considerar este alvo sendo iluminado por uma

onda em alta-freqüência, ou seja, o alvo deve ter pelo menos dez vezes a dimensão de λ [KNOTT, 1993].

Provavelmente, o método mais simples e antigo de predição é o método da Óptica Geométrica, desenvolvido nos primeiros estudos da luz. A Óptica Geométrica é um procedimento no qual o traçado dos raios é estudado considerando-se um comprimento de onda infinitesimalmente pequeno e, neste caso, considera-se que a energia se propaga ao longo de tubos afilados [KNOTT, 1993]. A deficiência deste método é encontrada quando o raio de curvatura é infinito ou o objeto é plano. Para complementar estas deficiências, a Óptica Física veio aprimorar o cálculo de Seção Reta Radar. A Óptica Física opera a partir da aproximação de campos induzidos superficiais e, ao integrá-los, obtém-se o campo espalhado. Este método apresenta solução acertada quando se considera ângulos próximos à região especular até 40°, ao comparar-se a técnica às medições [RUCK, 1970]. O aspecto negativo deste método reside no fato de não contemplar os efeitos de borda.

Keller e *Ufimtsev* colaboraram para a resolução de alguns dos problemas encontrados na Óptica Geométrica e na Óptica Física [KELLER, 1957; UFIMTSEV, 1957]. O primeiro pela sua Teoria Geométrica da Difração [KELLER, 1957], o segundo, ao apresentar a Teoria Física da Difração [UFIMTSEV, 1957]. A Teoria Geométrica da Difração contempla a existência de correntes nas zonas de sombra e a reflexão nas bordas do objeto, confinando os raios em um cone de difração conhecido como cone de *Keller*. As desvantagens da proposta de *Keller* residem em não responder sobre os raios que não foram inclusos na dispersão do cone e no fato de que, sendo o objeto pequeno, existe a geração de linhas cáusticas que limitam a proposta. As teorias complementares a *Keller* são: Teoria de Difração Assimptótica [LEE e DESCHAMPS, 1976] e Teoria de Difração Uniforme [KOUYOUMJIAN e PATHAK, 1974], bem como o método de Correntes Equivalentes [RYAN e PETERS, 1969] desenvolvido para tratar os problemas das linhas cáusticas na Teoria Geométrica da Difração.

A Teoria Física da Difração prevê a existência de correntes de borda que fluem ao longo das extremidades. A magnitude, fase e localização dessas correntes são fornecidas pelo método de cálculo, mas para a obtenção do campo espalhado pela borda em um ponto no espaço faz-se necessário utilizar as correntes em integrais de radiação. O campo total é obtido a partir da soma dos cálculos da óptica física e da difração.

As deficiências desse processo revelam-se no fato das correntes propostas pelo cálculo se estenderem a consideráveis distâncias da borda para o centro da placa, interferindo na reflexão especular [JENN, 1995].

O Método dos Momentos é a técnica numérica mais comum para a solução das equações integrais, que da mesma maneira que a Física Óptica utiliza-se das correntes induzidas para o cálculo do campo espalhado. No caso da Física Óptica as correntes são aproximadas, mas no método dos momentos as equações integrais incorporam no integrando fatores de densidades de corrente desconhecidos e como resultado tem-se a densidade de corrente de que a Física Óptica dispõe e uma densidade de corrente em pequenas ondas que podem ser entendidas como uma perturbação provocada por difrações de borda e pela tamanho finito do objeto [BALANIS, 1989].

O método dos momentos reduz as equações integrais a um conjunto de equações lineares simultâneas que podem ser resolvidas usando-se uma matriz algébrica padrão. O tamanho da matriz é relativo ao tamanho do corpo que deverá ser discretizado.

As dificuldades encontradas no método dos momentos recaem sobre a necessidade de segmentação do objeto que pode chegar a 0,1λ, atingindo o limite da capacidade computacional do equipamento, dependendo do tamanho do objeto [JENN, 1995].

A Figura 3.1 apresenta a comparação entre as diversas técnicas de predição.

Nessa figura são apresentadas as soluções para a placa plana no Método dos Momentos na polarização horizontal (TM^z) e vertical (TE^z), Física Óptica, Teoria da Difração

Uniforme e solução de 1ª ordem na Teoria Geométrica da Difração e Teoria Física da Difração.

Uma comparação entre os gráficos confirma que, exceto pelo método da Física Óptica os demais gráficos se confundem, pois são complementares a esse método, nos quais são considerados efeitos de borda e sombra.

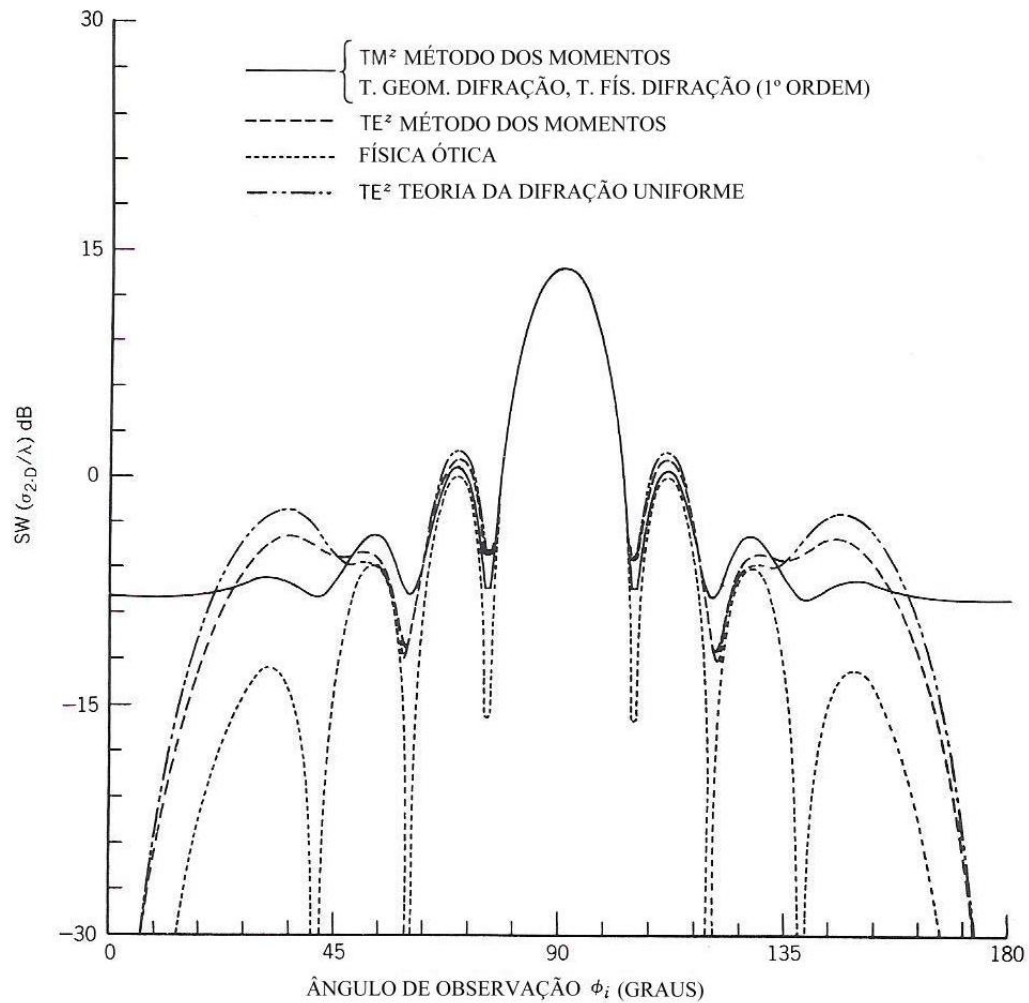



Figura 3.1 - Comparação entre os métodos de predição [BALANIS, 1989].

3.2 Solução Analítica para Alvos Simples

3.2.1 Placas

A medição de Seção Reta Radar de alvos complexos em campo aberto é possível pelo método da substituição que faz uso da calibração do campo de medições usando-se alvos simples com RCS conhecida. Neste contexto, as placas planas ganham grande importância, pois apresentam montagem simples e sua RCS teórica é bem conhecida, proporcionando uma boa aproximação das medidas experimentais com as medidas teóricas, essencial para aumentar a confiabilidade das medidas.

A solução exata para placas é encontrada apenas para o formato circular [MEIXNER, 1950]. Para o caso da placa ser retangular, a Óptica Física apresenta um valor aproximado que coincide com a solução exata nas regiões próximas do pico especular até 40° [RUCK, 1970]. Para os cálculos, considerar-se-á o espalhamento de uma onda plana uniforme provocado por um espalhador tridimensional como a placa plana da Figura 3.2 (a).

Visando simplificar os cálculos, define-se uma onda plana uniforme verticalmente polarizada conforme Figura 3.2 (b), onde os campos elétrico e magnético podem ser assim descritos [BALANIS, 1989]:

$$\mathbf{E}^i = \eta H_0(\hat{a}_y \cos\theta_i + \hat{a}_z sen\theta_i)e^{-j\beta(ysen\theta_i - z\cos\theta_i)} \quad \textbf{(Eq. 3-1)}$$

$$\mathbf{H}^i = \hat{a}_x \mathbf{H}_0 e^{-j\beta_1(ysen\theta_i - z\cos\theta_i)}, \quad \textbf{(Eq. 3-2)}$$

onde: H_0 é constante e representa a magnitude do campo magnético.

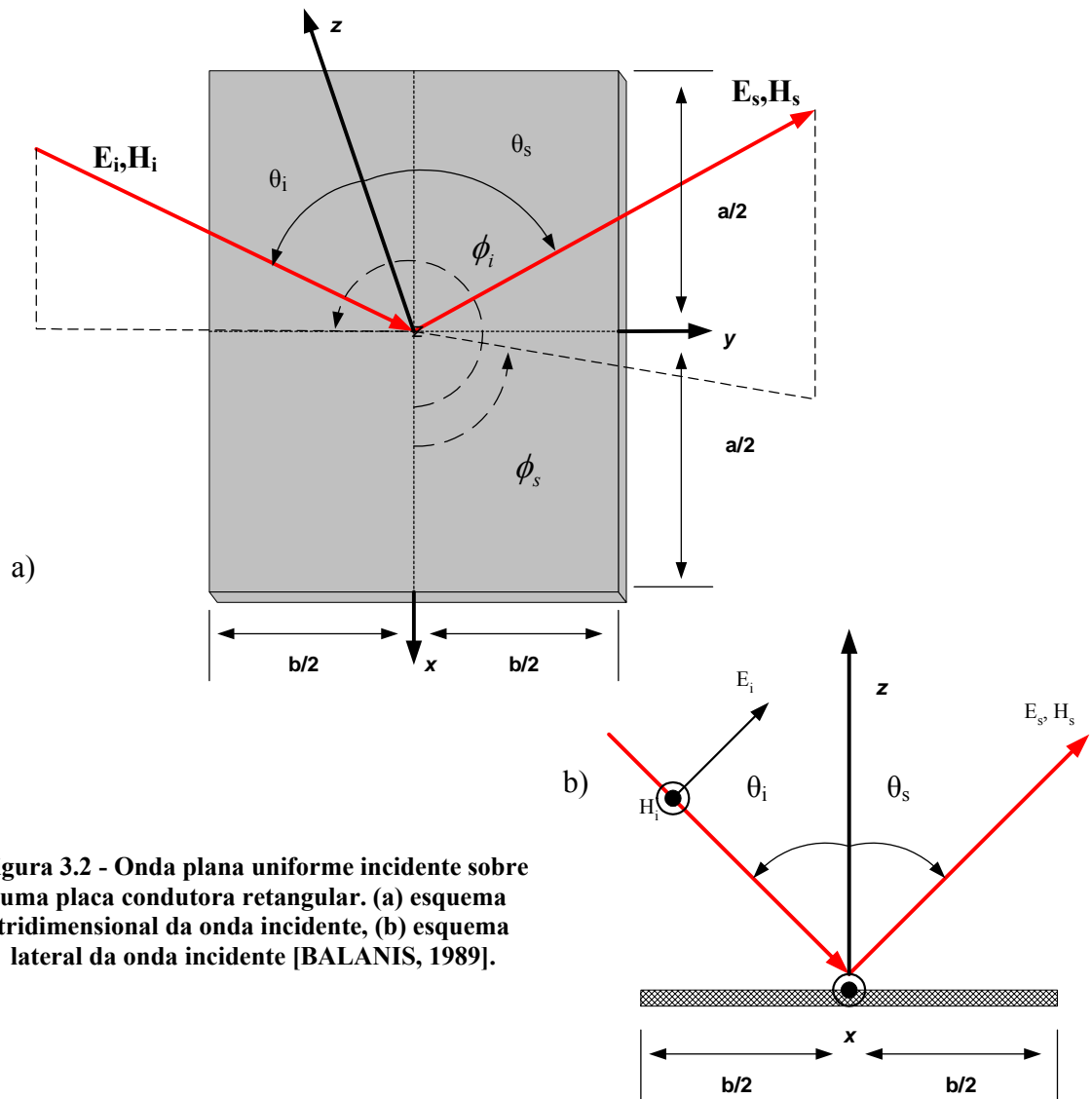



Figura 3.2 - Onda plana uniforme incidente sobre uma placa condutora retangular. (a) esquema tridimensional da onda incidente, (b) esquema lateral da onda incidente [BALANIS, 1989].

De acordo com a técnica da Física Óptica, Eq. 3-3, o campo espalhado pode ser calculado a partir das correntes induzidas sobre a superfície, que são representadas por [BALANIS, 1989]:

$$\mathbf{J}_s \cong 2\hat{n}\times\mathbf{H}^i\Big|_{\substack{z=0\\ y=y'}} = 2\hat{a}_z \times \hat{a}_x \mathbf{H}_x\Big|_{\substack{z=0\\ y=y'}} = \hat{a}_y 2H_0 e^{-j\beta y' sen\theta_i}\,, \qquad \textbf{(Eq. 3-4)}$$

então,

$\mathbf{J}_x = \mathbf{J}_z = 0$ e,

$$\mathbf{J}_y = 2H_0 e^{-j\beta y' sen\theta_i} \qquad \textbf{(Eq. 3-5)}$$

Para uma placa plana infinita a solução contemplada é exata, mas tratando-se de uma placa finita o correspondente campo espalhado é mais preciso quando próximo da região especular, onde a lei de *Snell* é obedecida. Neste estágio faz-se necessário inserir os vetores potenciais auxiliares **A** e **F**, que têm a função de facilitar a obtenção de soluções para os campos elétrico e magnético na análise de problemas de fronteira. Sendo **A** o vetor potencial auxiliar magnético e **F** o vetor potencial auxiliar elétrico [BALANIS, 1989], tem-se:

$$\nabla^2\mathbf{A} + \beta^2\mathbf{A} = -\mu\mathbf{J} \qquad \textbf{(Eq. 3-6)}$$

$$\nabla^2\mathbf{F} + \beta^2\mathbf{F} = -\varepsilon\mathbf{M} \qquad \textbf{(Eq. 3-7)}$$

Que se relacionam com **E** e **H**:

$$\mathbf{E}_A = -\nabla\phi_e - j\varpi\mathbf{A} = -j\varpi\mathbf{A} - j\frac{1}{\varpi\mu\varepsilon}\nabla(\nabla\cdot\mathbf{A}) \qquad \textbf{(Eq. 3-8)}$$

$$\mathbf{H}_F = -j\varpi\mathbf{F} - j\frac{1}{\varpi\mu\varepsilon}\nabla(\nabla\cdot\mathbf{F}) \qquad \textbf{(Eq. 3-9)}$$

Considerando-se **J** e **M** densidades lineares (m^{-1}) tem-se **A** e **F** em integrais de superfície:

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi}\iint_S \mathbf{J}_s \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r}\cdot ds \qquad \textbf{(Eq. 3-10)}$$

$$\mathbf{F} = \frac{\varepsilon}{4\pi}\iint_S \mathbf{M}_s \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r}\cdot ds \qquad \textbf{(Eq. 3-11)}$$

ou,

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi}\iint_S \mathbf{J}_s \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r}\cdot ds \cong \frac{\mu e^{-j\beta r}}{4\pi r}\mathbf{N} \qquad \textbf{(Eq. 3-12)}$$

$$\mathbf{F} = \frac{\varepsilon}{4\pi}\iint_S \mathbf{M}_s \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r}\cdot ds \cong \frac{\varepsilon e^{-j\beta r}}{4\pi r}\mathbf{L}\,, \qquad \textbf{(Eq. 3-13)}$$

onde, em coordenadas retangulares, tem-se:

$$\mathbf{N} = \iint_S \mathbf{J}_s \cdot e^{+j\beta r}\cdot ds = \iint_S \left(\hat{a}_x\mathbf{J}_x + \hat{a}_y\mathbf{J}_y + \hat{a}_z\mathbf{J}_z\right)\cdot e^{+j\beta r}\cdot ds \qquad \textbf{(Eq. 3-14)}$$

$$\mathbf{L} = \iint_S \mathbf{M}_s \cdot e^{+j\beta r} \cdot ds = \iint_S \left(\hat{a}_x \mathbf{M}_x + \hat{a}_y \mathbf{M}_y + \hat{a}_z \mathbf{M}_z\right) \cdot e^{+j\beta r} \cdot ds \quad \textbf{(Eq. 3-15)}$$

Transformando em coordenadas esféricas:

$$\begin{bmatrix} \hat{a}_x \\ \hat{a}_y \\ \hat{a}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sen\theta\cos\phi & \cos\theta\cos\phi & -sen\phi \\ sen\theta sen\phi & \cos\theta sen\phi & \cos\phi \\ \cos\theta & -sen\theta & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{a}_r \\ \hat{a}_\theta \\ \hat{a}_\phi \end{bmatrix}, \quad \textbf{(Eq. 3-16)}$$

tem-se [BALANIS, 1989]:

$$\mathbf{N}_\theta = \iint_S \left(\mathbf{J}_x \cos\theta\cos\phi + \mathbf{J}_y \cos\theta sen\phi - \mathbf{J}_z sen\theta\right) \cdot e^{+j\beta r} \cdot ds \quad \textbf{(Eq. 3-17)}$$

$$\mathbf{N}_\phi = \iint_S \left(-\mathbf{J}_x sen\phi + \mathbf{J}_y \cos\phi\right) \cdot e^{+j\beta r} \cdot ds \quad \textbf{(Eq. 3-18)}$$

Retornando à solução proposta pela Óptica Física, observa-se que os campos espalhados são obtidos por:

$$\mathbf{E}_r \cong 0 \quad \textbf{(Eq. 3-19)}$$

$$\mathbf{E}_\theta \cong -\frac{j\beta e^{-j\beta r}}{4\pi r}(\mathbf{L}_\phi + \eta \mathbf{N}_\theta) \quad \textbf{(Eq. 3-20)}$$

$$\mathbf{E}_\phi \cong +\frac{j\beta e^{-j\beta r}}{4\pi r}(\mathbf{L}_\theta - \eta \mathbf{N}_\phi) \quad \textbf{(Eq. 3-21)}$$

$$\mathbf{H}_r \cong 0 \quad \textbf{(Eq. 3-22)}$$

$$\mathbf{H}_\theta \cong +\frac{j\beta e^{-j\beta r}}{4\pi r}(\mathbf{N}_\phi - \frac{\mathbf{L}_\theta}{\eta}) \quad \textbf{(Eq. 3-23)}$$

$$\mathbf{H}_\phi \cong -\frac{j\beta e^{-j\beta r}}{4\pi r}(\mathbf{N}_\theta + \frac{\mathbf{L}_\phi}{\eta}), \quad \textbf{(Eq. 3-24)}$$

que juntamente com a densidade de corrente (Eq. 3-5) e com (Eq. 3-17), pode ser escrito como:

$$\mathbf{N}_\theta = \iint_S \left[\mathbf{J}_x \cos\theta_s \cos\phi_s + \mathbf{J}_y \cos\theta_s sen\phi_s - \mathbf{J}_z sen\theta_s\right]_{\mathbf{J}_x = \mathbf{J}_z = 0} \cdot e^{+j\beta(xsen\theta_s\cos\phi_s + ysen\theta_s sen\phi_s)} \cdot dx \cdot dy$$

$$= 2\mathbf{H}_0 \cos\theta_s sen\phi_s \int_{-b/2}^{+b/2} e^{j\beta y(sen\theta_s sen\phi_s - sen\theta_i)} dy \int_{-a/2}^{+a/2} e^{j\beta x sen\theta_s\cos\phi_s} dx, \quad \textbf{(Eq. 3-25)}$$

sabendo-se que,

$$\int_{-c/2}^{+c/2} e^{j\alpha z}dz = c\left[\frac{sen\left(\frac{\alpha}{2}c\right)}{\frac{\alpha}{2}c}\right], \qquad \textbf{(Eq. 3-26)}$$

a equação (Eq. 3-25) reduz-se para:

$$\mathbf{N}_\theta = 2ab\mathbf{H}_0\left\{\cos\theta_s sen\phi_s\left[\frac{sen(X)}{X}\right]\left[\frac{sen(Y)}{Y}\right]\right\}, \qquad \textbf{(Eq. 3-27)}$$

onde,

$$X = \frac{\beta a}{2} sen\theta_s \cos\phi_s \qquad \textbf{(Eq. 3-28)}$$

$$Y = \frac{\beta b}{2}\left(sen\theta_s sen\phi_s - sen\theta_i\right). \qquad \textbf{(Eq. 3-29)}$$

De maneira análoga pode-se escrever $\mathbf{N}_\phi$:

$$\mathbf{N}_\phi = 2ab\mathbf{H}_0\left\{\cos\phi_s\left[\frac{sen(X)}{X}\right]\left[\frac{sen(Y)}{Y}\right]\right\} \qquad \textbf{(Eq. 3-30)}$$

Sendo assim, os campos espalhados são obtidos a partir de (Eq. 3-19) e através de (Eq. 3-27) e (Eq. 3-30).

$$\mathbf{E}_r^s \cong 0 \qquad \textbf{(Eq. 3-31)}$$

$$\mathbf{E}_\theta^s \cong -\frac{j\beta e^{-j\beta r}}{4\pi r}(\mathbf{L}_\phi + \eta\mathbf{N}_\theta)_{L_\phi=0} = C\frac{e^{-j\beta r}}{r}\left\{\cos\theta_s sen\phi_s\left[\frac{sen(X)}{X}\right]\left[\frac{sen(Y)}{Y}\right]\right\} \qquad \textbf{(Eq. 3-32)}$$

$$\mathbf{E}_\phi \cong +\frac{j\beta e^{-j\beta r}}{4\pi r}(\mathbf{L}_\theta - \eta\mathbf{N}_\phi)_{L_\theta=0} = C\frac{e^{-j\beta r}}{r}\left\{\cos\phi_s\left[\frac{sen(X)}{X}\right]\left[\frac{sen(Y)}{Y}\right]\right\} \qquad \textbf{(Eq. 3-33)}$$

$$\mathbf{H}_r^s \cong 0 \qquad \textbf{(Eq. 3-34)}$$

$$\mathbf{H}_\theta^s \cong -\frac{\mathbf{E}_\phi^s}{\eta} \qquad \textbf{(Eq. 3-35)}$$

$$\mathbf{H}_\phi^s \cong +\frac{\mathbf{E}_\theta^s}{\eta}, \qquad \textbf{(Eq. 3-36)}$$

Onde:

$$C = -j\eta \frac{ab\beta \mathbf{H}_0}{2\pi} \qquad \textbf{(Eq. 3-37)}$$

Assim, o valor máximo do campo espalhado total é dado por:

$$\mathbf{E}^s = \sqrt{(\mathbf{E}_r^s)^2 + (\mathbf{E}_\theta^s)^2 + (\mathbf{E}_\phi^s)^2} \cong \sqrt{(\mathbf{E}_\theta^s)^2 + (\mathbf{E}_\phi^s)^2}\,. \qquad \textbf{(Eq. 3-38)}$$

Sendo que, o plano de espalhamento que contém o máximo campo espalhado é definido por : $\phi_s = \pi/2, 3\pi/2$ e $0 \le \theta_s \le \pi/2$, desde que o plano incidente seja definido por: $\phi_i = 3\pi/2$ e $0 \le \theta_i \le \pi/2$.

Sendo assim, para os campos obtidos tem-se como Seção Reta Radar:

$$\sigma = \lim_{r\to\infty} 4\pi R^2 \frac{|E^s|^2}{|E^i|^2} = \lim_{r\to\infty} 4\pi R^2 \frac{|H^s|^2}{|H^i|^2}$$

$$= 4\pi \left(\frac{ab}{\lambda}\right)^2 \left(\cos^2\theta_s sen^2\phi_s + \cos^2\phi_s\right) \left[\frac{sen(X)}{X}\right]^2 \left[\frac{sen(Y)}{Y}\right]^2 \qquad \textbf{(Eq. 3-39)}$$

RCS biestática:

$$\sigma = 4\pi \left(\frac{ab}{\lambda}\right)^2 \cos^2\theta_s \left[\frac{sen\left[\frac{\beta b}{2}\left(sen\theta_s \mp sen\theta_i\right)\right]}{\frac{\beta b}{2}\left(sen\theta_s \mp sen\theta_i\right)}\right]^2 \qquad \textbf{(Eq. 3-40)}$$

Sendo – para $\phi_s = \frac{\pi}{2}, 0 \le \theta_s \le \pi/2$ e + para $\phi_s = \frac{3\pi}{2}, 0 \le \theta_s \le \pi/2$.

Seção Reta Radar monoestática:

$$\sigma = 4\pi\left(\frac{ab}{\lambda}\right)^2 \cos^2\theta_i \left[\frac{sen(\beta b sen\theta_i)}{\beta b sen\theta_i}\right]^2 \qquad \textbf{(Eq. 3-41)}$$

A Figura 3.3 (a) apresenta o resultado do espalhamento biestático de uma placa de $a=b=5\lambda$ e $\theta_i = 30^o$ ($\phi_s = \pi/2, 3\pi/2$ com $0 \le \theta_s \le \pi/2$) e a Figura 3.3 (b) o espalhamento monoestático de uma placa com as mesmas dimensões e $\theta_i = 0^o$. Pode-se observar que para o espalhamento biestático o máximo ocorre quando $\phi_s = 90^o$ e $\theta_s = \theta_i = 30^o$; enquanto que no espalhamento monoestático o máximo ocorre quando $\theta_i = 0^o$.

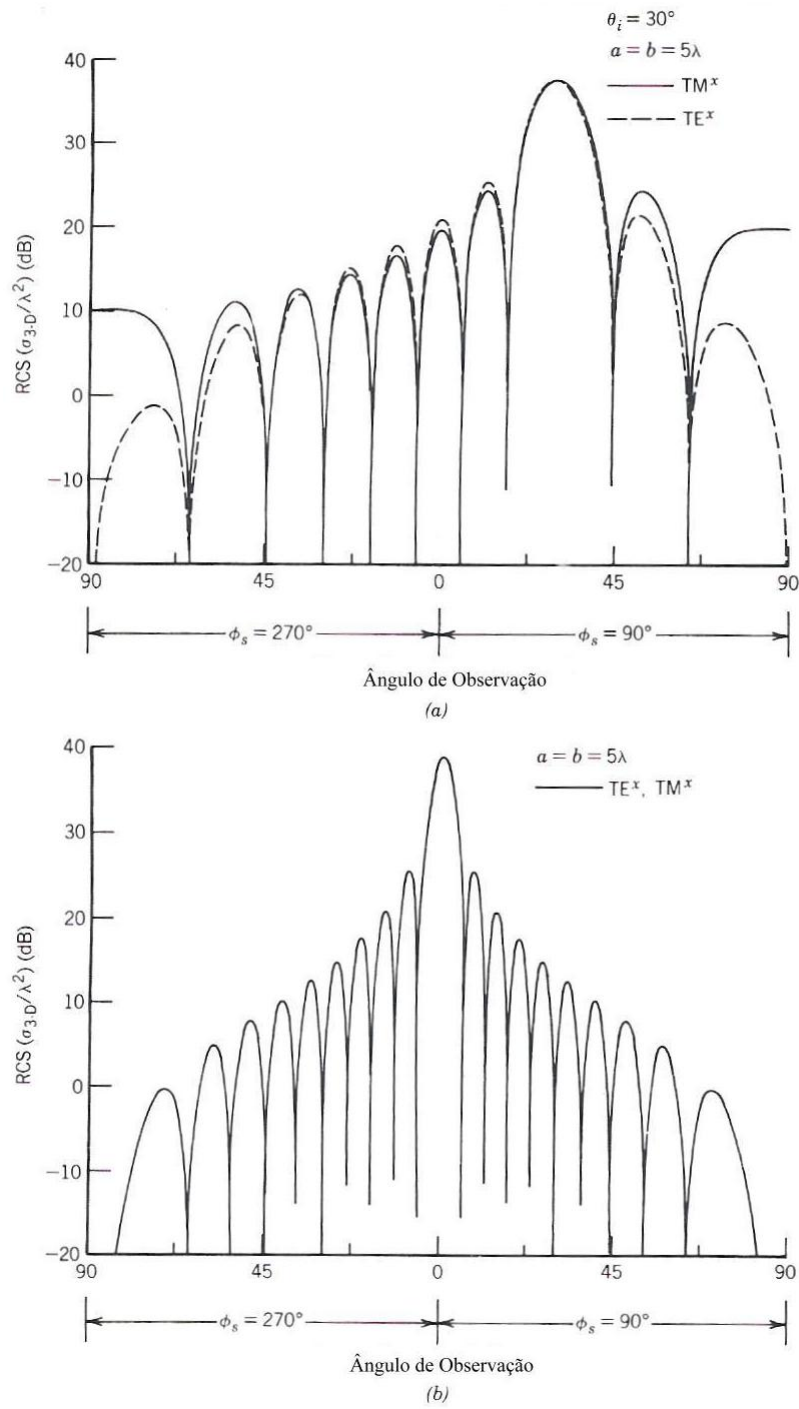



Figura 3.3 - Seção Reta Radar biestática e monoestática de uma placa plana. (a) Biestática; (b) Monoestática [BALANIS, 1989].

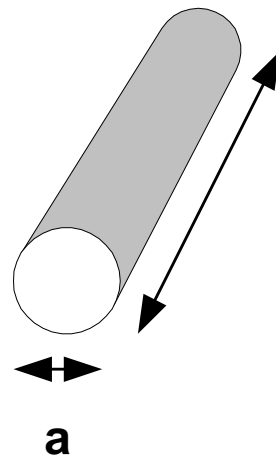
3.2.2 Cilindros

Da mesma maneira que as placas planas, que são muito usadas para a calibração dos campos de medição, o cilindro apresenta uma resposta característica que permite a sua utilização como alvo de calibração. A sua intensidade pode ser calculada pela equação (Eq. 3-42 [KNOTT, 1993]:

$$\sigma = \frac{2\pi a l^2}{\lambda} \qquad \textbf{(Eq. 3-42)}$$

sendo: *a* o diâmetro do cilindro e *l* o seu comprimento.

A Figura 3.4 representa o cilindro e as suas medidas.

Figura 3.4 - Cilindro com diâmetro *a* e comprimento *l*.

O padrão de resposta do cilindro com as extremidades fechadas pode ser conferido na Figura 3.5. Este gráfico apresenta quatro picos especulares, sendo um no centro e outro na extremidade (apresenta-se dividido no gráfico a 180º) e outros dois na posição 90º. Os picos a 0° e 180° referem-se às extremidades fechadas do cilindro, às quais podem ser calculadas a partir da equação da placa (Eq. 3-41) usando-se a área efetiva do círculo (πr^2). Já os demais (a 90°) podem ser obtidos pela equação (Eq. 3-42) já citada [KNOTT, 1993].

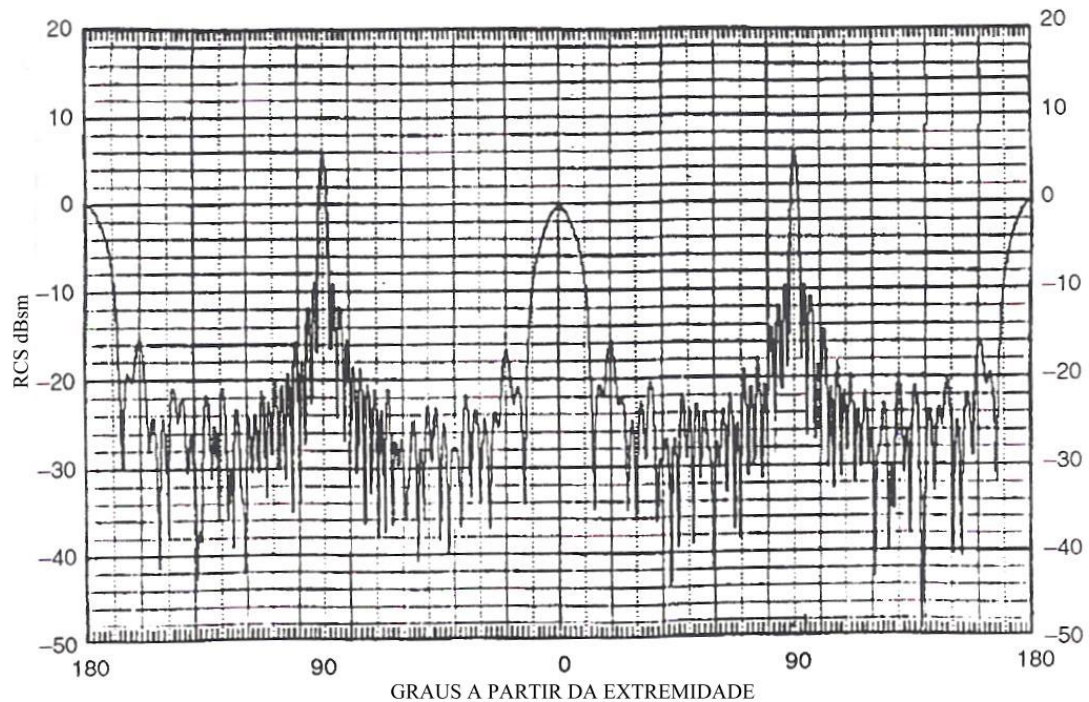



Figura 3.5 - Padrão de RCS de um cilindro [KNOTT, 1993].

3.3 Múltiplos espalhadores

3.3.1 Diedros

Dentre os múltiplos espalhadores, o refletor de canto com ângulo diedro de 90º é considerado o mais simples deles. A posição perpendicular das duas faces assegura que quando um raio entra pela abertura do refletor perpendicular ao eixo do diedro, um par de reflexões especulares (obedecem a lei de reflexão de Snell) e envia de volta o raio na direção da origem da onda (Figura 3.6).

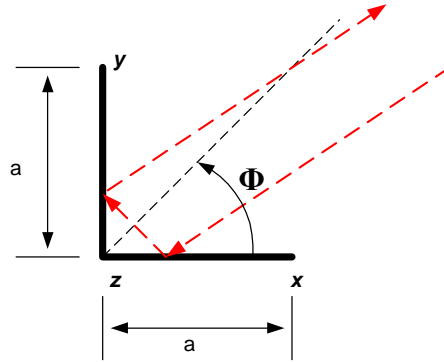



Figura 3.6 - Os raios que entram em um diedro com faces perpendiculares são devolvidos na direção da emissão [KNOTT, 1993].

A intensidade do eco do refletor de canto é dada pela equação 41:

$$\sigma = \frac{4\pi A_{ef}^2}{\lambda^2}, \qquad \textbf{(Eq. 3-43)}$$

onde: A_{ef} é a área projetada efetiva do diedro perpendicular à linha de visada. Como nem todos os raios refletidos por uma face são interceptados pela face oposta, a área a ser considerada para a dupla reflexão é geralmente menor que a área real.

Por exemplo, considerando-se um diedro simples como ilustrado na Figura 3.7. A abertura efetiva deste refletor é dada por [ROBERTSON, 1947]:

$$A_{ef} = 2ab \cdot sen\left(\frac{\pi}{4} + \phi\right) \qquad \textbf{(Eq. 3-44)}$$

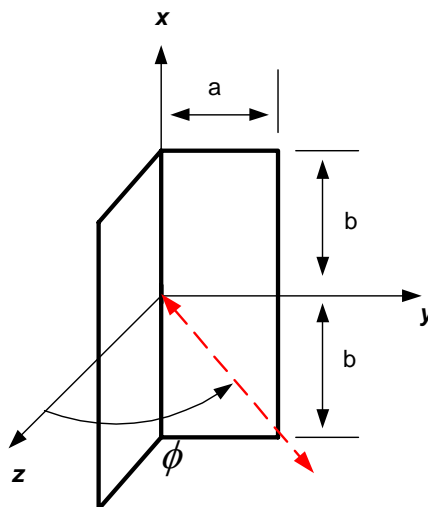



Figura 3.7 - Coordenadas para o refletor de canto diedro .

Que aplicado à equação (Eq. 3-43) nos fornece a Seção Reta Radar do diedro [RUCK, 1970]:

$$\sigma \cong \frac{16\pi a^2 b^2 sen^2\left(\pi/4+\phi\right)}{\lambda^2} \qquad \text{(Eq. 3-45)}$$

O padrão de reflexão esperado para um diedro com ângulo de 90º é ilustrado na Figura 3.8. O espalhamento central em torno do ângulo de aspecto de 0º representa a somatória da dupla reflexão, enquanto que as duas contribuições a 45º são o resultado do retorno especular das faces laterais. Os lóbulos secundários laterais dessa reflexão especular são os responsáveis pelas ondulações na parte central do gráfico [KNOTT, 1993].

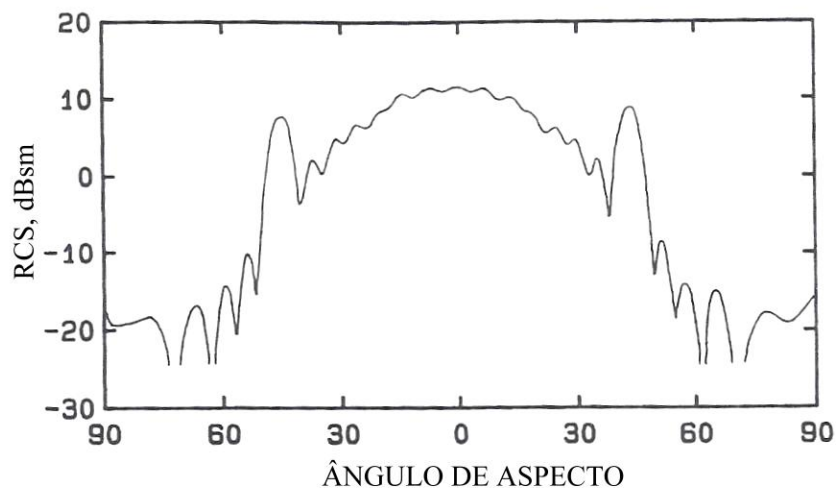



Figura 3.8 - Padrão de reflexão esperado para um diedro com 90º [KNOTT, 1993].

3.3.2 Triedros

Se uma terceira face é adicionada ao diedro tem-se uma figura geométrica chamada triedro, que possibilita o estudo de uma terceira reflexão internamente ao objeto. A largura e a intensidade do padrão apresentado pelo triedro qualifica-o para ser usado como sinalizador em botes e lanchas, com o objetivo de melhorar a detectabilidade por radares de

navegação. Para calcular o eco do triedro usa-se a mesma equação usada para o diedro (Eq. 3-43), sendo necessário encontrar a área efetiva do mesmo.

A Figura 3.9 apresenta o padrão de reflexão previsto para o triedro conforme a sua apresentação para o radar.

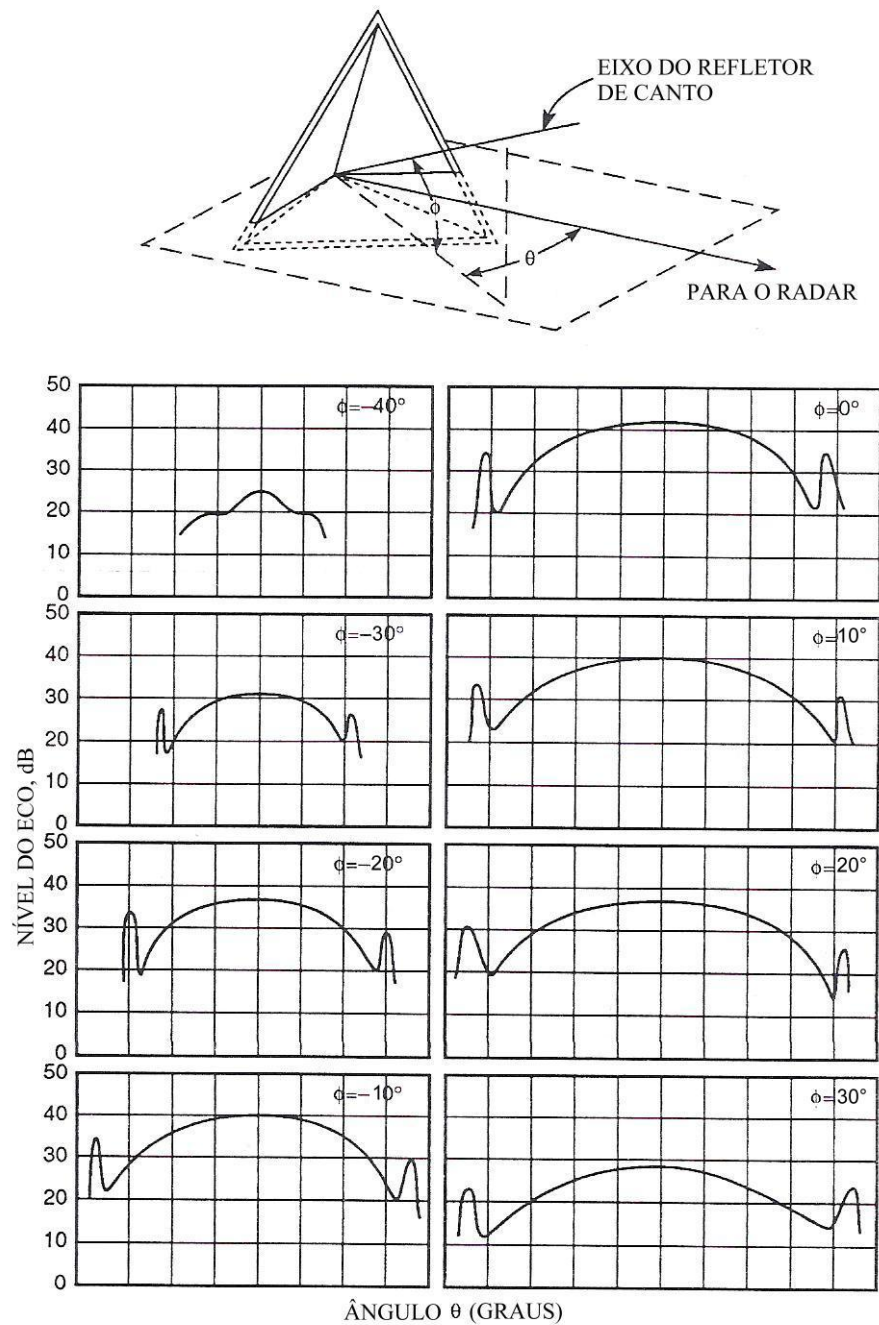



Figura 3.9 - Padrão de RCS do refletor de canto triedro [ROBERTSON, 1947].

Nota-se que os refletores de canto são estruturas com reentrâncias cujas reflexões podem ser previstas com certa facilidade. Um objeto complexo, no entanto, possui cavidades que exigem um estudo mais aprofundado, como por exemplo, as entradas e saídas de motores à reação, cujo detalhamento será realizado no item 3.4.

3.4 Objetos Complexos

Nos itens anteriores foram apresentados os cálculos para a predição de alvos simples, de maior importância para este trabalho. No entanto, uma aeronave é um alvo complexo que apresenta múltiplos espalhadores interagindo entre si, que variam rapidamente a RCS em função do ângulo de aspecto. Para alvos eletricamente grandes as fontes de pico de RCS podem estar muitos comprimentos de onda separados e podem somar-se construtivamente ou destrutivamente por uma fração de grau de diferença [JENN, 1995].

Por exemplo, uma aeronave constantemente atingida por turbulência faz com que haja mudanças no ângulo de aspecto, quando vista do radar e essas pequenas mudanças de ângulo podem representar uma grande variação de RCS. A própria estrutura da aeronave pode sofrer deformações, devido ao esforço sofrido mudando a separação existente entre pontos espalhadores na sua superfície. Neste caso, a RCS variará rapidamente, pois há soma ou subtração entre os pontos de reflexão em função do tempo e ângulo de aspecto.

A oscilação de um alvo é função de muitas variáveis no sistema de radar e no ambiente. Adicionalmente à mudança de ângulo de aspecto e forma da aeronave, existe o multicaminho e a desuniformidade atmosférica [JENN, 1995].

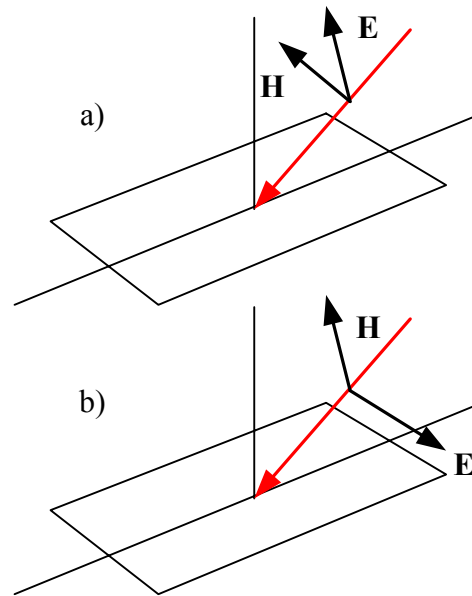
O objetivo deste trabalho não inclui o cálculo da Seção Reta Radar de objetos complexos. No entanto, para um melhor entendimento da interação entre a onda eletromagnética e a superfície refletora complexa, são apresentados com maiores detalhes alguns efeitos já citados anteriormente.

O Capítulo 2 (item 2.4) desta tese discute os mecanismos de reflexão que são os agentes do espalhamento de um objeto complexo, sendo eles: reflexão especular, ondas de superfície, difrações em bordas e extremidades, ondas de superfície e cavidades. A primeira foi bem estudada ao se tratar a reflexão da placa plana cuja solução analítica foi desenvolvida a partir da Óptica Física. As demais serão tratadas especificamente nas suas causas e conseqüências, tendo sido acrescidas da pesquisa em relação à Seção Reta Radar de antenas.

3.4.1 Ondas de superfície

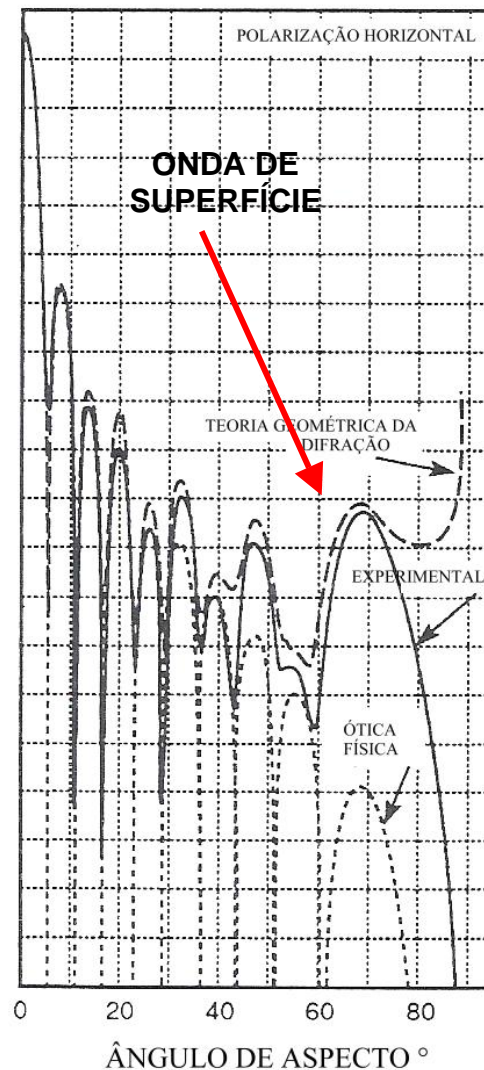
As ondas de superfície podem aparecer ao longo de extensões metálicas e podem ser de dois tipos: uma que aparece no lado "iluminado" do objeto e outra que se mostra no lado de "sombra" do mesmo. O primeiro tipo é chamado de onda caminhante e o segundo de onda de contorno.

A onda caminhante é excitada pela onda eletromagnética quando o campo incidente possui componentes perpendiculares e paralelos à superfície do plano de incidência. Se o campo elétrico incidente não possui componente paralelo ao plano de incidência, a onda caminhante não é gerada. A Figura 3.10 apresenta uma onda incidente que gera onda de superfície (a) e uma onda incidente que não possui a componente que permite a onda de superfície (b) [KNOTT, 1993].

Figura 3.10 - (a) Campo elétrico com componente paralelo ao plano de incidência; (b) Campo elétrico não possui componente paralelo ao plano de incidência. Neste caso, a onda de superfície não é gerada [KNOTT, 1993].

Ao estudar a reflexão de placas planas, Ross delineou as ondas caminhantes. A Figura 3.11 [ROSS, 1966] apresenta o padrão de reflexão de uma placa plana de 5λ por 5λ.

Como já é apresentado no item (3.2.1), o retorno especular da superfície da placa aparece na extrema esquerda da carta (θ=0°) caracterizando-se no maior valor de amplitude, o retorno para a placa vista de lado aparece na extrema direita (θ=90°). O padrão entre os dois extremos exibe a ondulação (senx)/x característica de uma abertura uniformemente iluminada conforme a resolução obtida pela Óptica Física.

A partir de 40° outros mecanismos de espalhamento aparecem. O lóbulo em θ=69° é o primeiro pico da onda de superfície presente na placa, lembrando que a onda estaria no ângulo rasante de 90°- 69°=21°. Este lóbulo representa o primeiro de vários existentes sobre a placa, sendo o mais pronunciado e que representa a maior reflexão por ondas caminhantes e, por conseguinte, o que envolve maior cuidado.

Figura 3.11 - Reflexão de placa plana e onda de superfície [KNOTT, 1993].

A onda caminhante em si não representa maiores problemas, exceto pelo fato de que, encontrando qualquer descontinuidade, degrau, fenda, ressalto ou qualquer associação entre esses, ocorre uma reflexão direta para o radar, aumentando a RCS do objeto complexo. A Figura 3.12 apresenta os vários tipos de descontinuidade que podem refletir a onda de superfície [KNOTT, 1993].

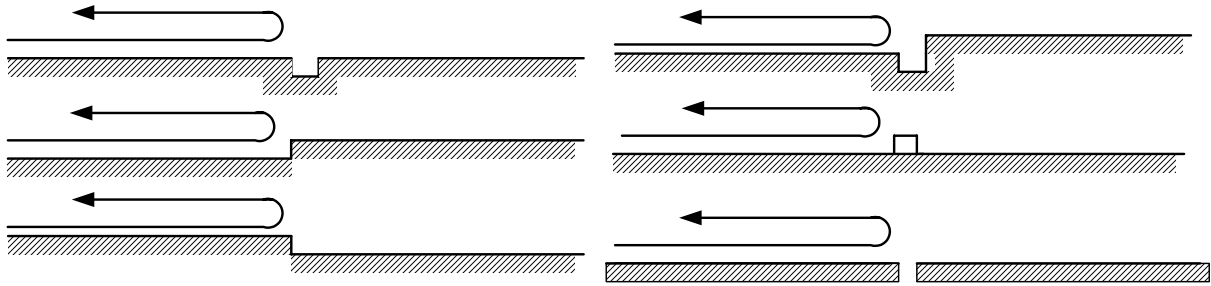



Figura 3.12 - Descontinuidades da superfície que podem refletir a onda caminhante diretamente para o radar [KNOTT, 1993].

O segundo tipo de onda de superfície, a onda de contorno, já foi discutido pormenorizadamente quando os regimes de espalhamento foram estudados no Capítulo 2 (2.3). No entanto, a Figura 3.13 relembra o comportamento desta onda ao contornar a região de sombra da esfera. A onda de contorno tende a diminuir conforme o tamanho elétrico do objeto aumenta [KNOTT, 1993].

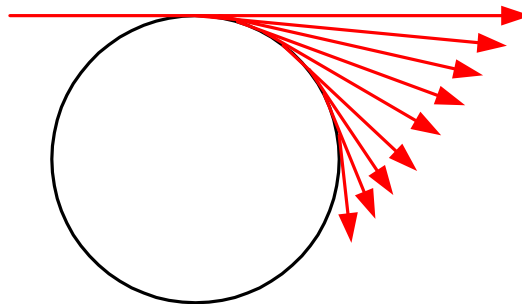



Figura 3.13 - Onda de contorno circundando a região de sombra da esfera [KNOTT, 1993].

3.4.2 Difração

O formato das aeronaves furtivas baseadas na redução de assinatura radar por geometria (B-2, F-117, etc.) nos surpreende, pois aboliram as formas elegantes que há muito caracterizavam a geometria consagrada em certos teatros de operação.

O projeto multifacetado reduziu drasticamente o número de reflexões especulares que representam os maiores ecos que caracterizam a RCS de uma aeronave. No entanto, apesar da diminuição das reflexões especulares, a Teoria Geométrica da Difração define que os raios

incidentes na borda são divididos no cone de Keller. Isso reduz, sobremaneira, a intensidade do eco, mas não o elimina. Na prática, significa que não basta tentar eliminar o espalhamento especular. A preocupação deve recair também sobre o espalhamento gerado pelas quinas que podem difratar a onda incidente para frente [KNOTT, 1993]. A Figura 3.14 apresenta a reflexão de borda na qual os raios gerados recaem no cone de Keller.

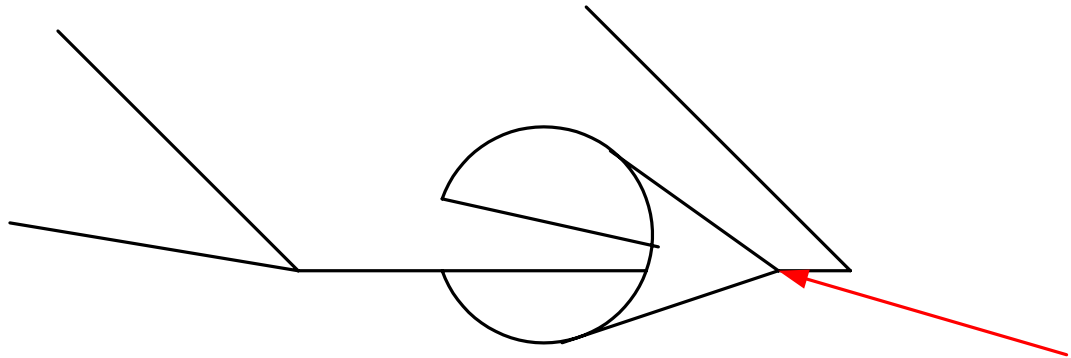



Figura 3.14 - O cone de Keller de raios difratados [KNOTT, 1993].

A difração que ocorre nas bordas, sendo estas curvas ou retas, é denominada de difração de bordas. A difração que ocorre na região de encontro de duas dessas bordas é chamada de difração de ponta [KNOTT, 1993]. A Figura 3.15(a) mostra o encontro de duas superfícies planas e o exemplo prático do bordo de ataque da asa da aeronave F-5 da FAB Figura 3.15 (b).

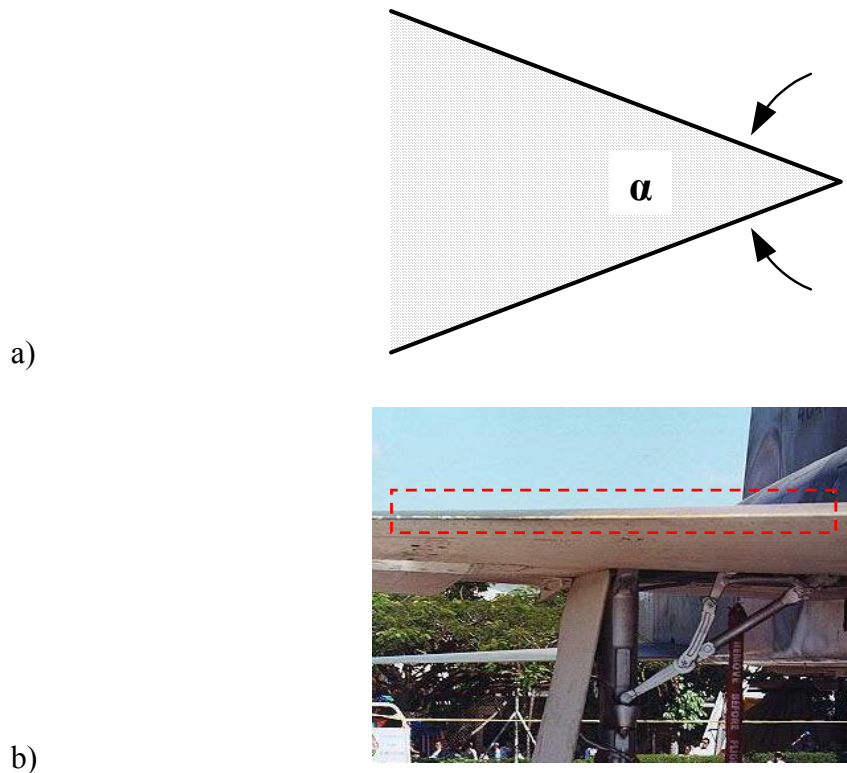



Figura 3.15 - (a) Geometria da difração de borda, vista lateralmente [KNOTT, 1993].; (b) Exemplo do bordo de ataque da asa do F-5.

O eco é maior quando o campo elétrico incidente é paralelo à borda. Este comportamento, que é independente da freqüência, estabelece que a incidência perpendicular tem RCS praticamente zero, quando o ângulo de borda se aproxima de zero. Para a polarização paralela, a RCS toma o valor da equação sem muitas variações com o acréscimo de α para a incidência normal à borda (Eq. 3-44) [KNOTT, 1993]. Sendo: l o comprimento da borda.

$$\sigma = \frac{l^2}{\pi} \qquad \textbf{(Eq. 3-46)}$$

A Figura 3.16 representa o comportamento da RCS em relação ao ângulo α de borda [KNOTT, 1993].

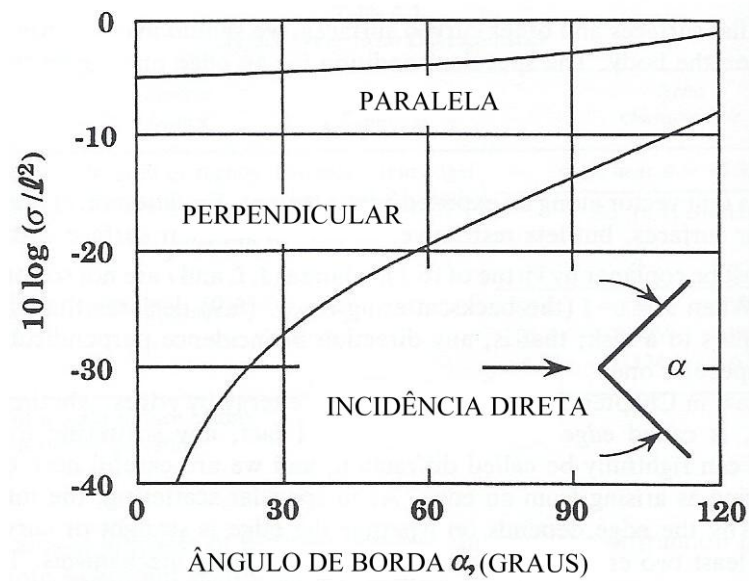



Figura 3.16 - Comportamento da RCS de uma borda de comprimento *l* em relação à polarização paralela e perpendicular [KNOTT, 1993].

Quando se trata da difração de ponta, deve-se lembrar que a mesma não possui dimensão. Sendo assim, a sua RCS varia inversamente com o quadrado da freqüência. A Figura 3.17 representa a ponta de uma placa plana. Como se pode notar, quando a extremidade é perpendicular à linha de visada, a RCS fica em torno de $0{,}03\lambda^2$, caindo para $0{,}001\lambda^2$ quando o canto está alinhado com a linha de visada [KNOTT, 1993].

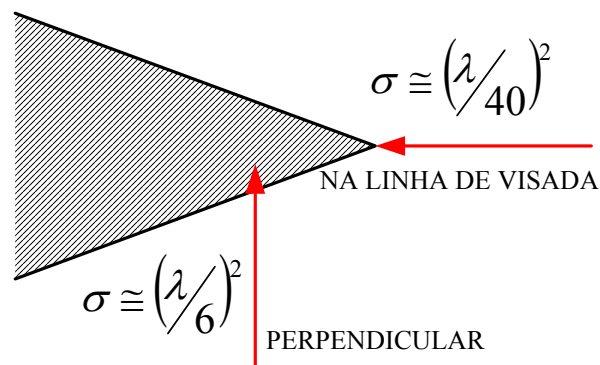



Figura 3.17 - Equações da Seção Reta Radar para a difração de ponta com as ondas incidentes perpendicular e em visada direta [KNOTT, 1993].

Não obstante os pequenos valores de RCS encontrados para as difrações de borda e de canto, esses agentes de reflexão tornam-se importantes ao se tratar da redução da Seção Reta Radar de veículos de combate.

3.4.3 Cavidades

O estudo do espalhamento de reentrâncias e cavidades ganhou elevada importância no estudo de RCS com a implementação da tecnologia furtiva em aeronaves de combate. Quando uma onda eletromagnética penetra em um duto irregular toma diversos caminhos, pois ocorrem múltiplas reflexões dentro do duto. O sinal refletido para o receptor é de pequena intensidade, mas que estará presente em vários ângulos de aspecto podendo destruir um trabalho de redução de RCS se for desconsiderado.

Sem considerar o formato da cavidade ou o desenho por ela tomado, sabe-se que ao final do duto encontra-se o primeiro estágio da turbina, o qual reflete praticamente tudo que ali incide, ou seja, praticamente tudo que entra sai [KNOTT, 1993].

Das técnicas existentes para o cálculo do espalhamento em cavidades a Aproximação Modal de Guia de Onda e o Traçado de Raios são os mais divulgados na literatura [JENN, 1995]. Se o tamanho da cavidade for pequeno na freqüência de interesse, o Método dos Momentos também poderá ser usado.

Na Aproximação Modal, os campos são expandidos em uma soma discreta de modos que satisfaz às condições de fronteira. Os coeficientes de modos são determinados usando-se as propriedades de ortogonalidade das funções de modo [JENN, 1995].

No Método de Traçado de Raios uma certa quantidade de raios é direcionada para a cavidade até que saia da mesma. O Campo Óptico Geométrico na abertura é usado para encontrar a corrente magnética equivalente que pode ser substituída nas integrais de radiação.

A Figura 3.18 apresenta a comparação entre diferentes cavidades com diferentes revestimentos, sendo θ o ângulo de entrada no duto [KNOTT, 1993].

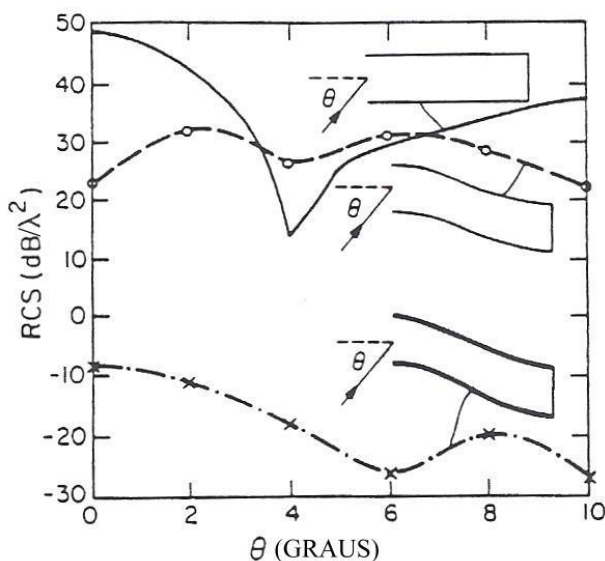



Figura 3.18 - RCS de dutos circulares. O primeiro é reto, o intermediário é curvado e o inferior tem a sua superfície recoberta por material absorvedor [KNOTT, 1993].

Pode-se notar que um pequeno desvio na direção do duto e a RCS cai sensivelmente.

3.4.4 Antenas

Por vezes negligenciada na elaboração de projetos de aeronaves sem a preocupação da furtividade, a RCS de antenas vem ganhando grande importância nos meios de pesquisa quando se trata da redução na Seção Reta Radar. Por mais compacta e simples que seja uma aeronave, essa não pode prescindir de sensores que permitam o cumprimento da sua missão, ou seja, conviver com o espalhamento de uma ou mais antenas é uma realidade presente no estudo da RCS. Estima-se que as antenas de uma aeronave de combate podem contribuir em até 50% do valor de RCS total medido para o vetor aéreo [NOHARA, 2002]. As antenas são montadas externamente à aeronave ou integradas à fuselagem.

As integradas à fuselagem são chamadas antenas conformais, pois se conformam com a estrutura da aeronave. A Figura 3.19 apresenta os tipos de disposição de antenas em uma aeronave.

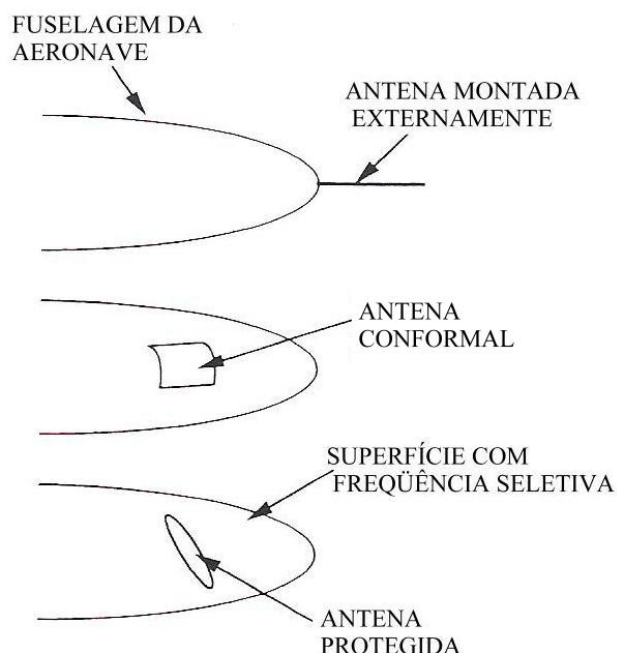



Figura 3.19 - Esquema de montagem de antenas em uma aeronave [JENN, 1995].

O acréscimo de RCS provocado pela antena pode ter duas origens. A causa primária está relacionada com a necessidade de mudança na estrutura da aeronave, pois a instalação de antenas exige que se faça cortes na fuselagem, gerando bordas, quinas e irregularidades que agem como espalhadores indesejáveis. Além do mais, como as antenas são construídas para absorver toda a energia incidente na sua faixa de operação, e, sendo essa montada sobre uma placa, é como se houvesse uma placa refletora com um orifício no meio, ou seja, um espalhador perfeito em um grande ângulo [JENN, 1995].

A segunda causa relacionada com o aumento de RCS na aeronave é devido à entrada do sinal do radar inimigo no alimentador da antena e reflexões internas em junções e irregularidades que, muito embora pequenos isoladamente, ao serem somados resultam em um aumento de pico considerável [JENN, 1995].

A Força Aérea Brasileira concluiu um estudo sobre o espalhamento da antena na faixa de VHF da aeronave AT-26 Xavante [MENDES, 2003]. Não obstante o seu tamanho reduzido, esta apresentou uma Seção Reta Radar superior a $7m^2$ no seu ângulo de aspecto de maior espalhamento para a freqüência de 10GHz.

A Figura 3.20 apresenta a antena medida na aeronave AT-26 Xavante.

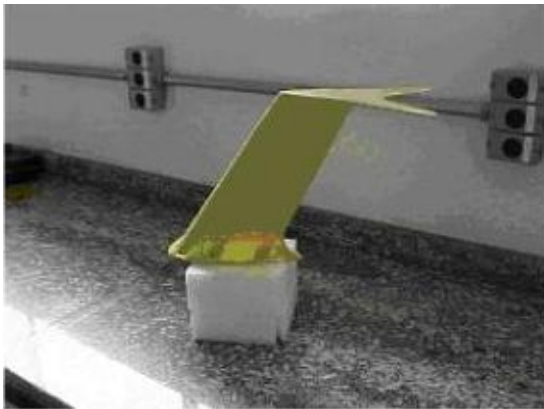



Figura 3.20 - Aeronave AT-26 Xavante e a antena na faixa de VHF medida [MENDES, 2003].

4 Medição de Seção Reta Radar

Apesar de todo aparato computacional disponível para a pesquisa nos dias atuais, o que possibilita aproximações consideráveis para os resultados da seção reta radar de alvos complexos, a medição de Seção Reta Radar não pode ser descartada ao se estudar a reflexão da onda eletromagnética em um alvo real, como por exemplo, uma aeronave de combate.

Este capítulo apresenta, inicialmente, uma discussão sobre os propósitos que devem ser levados em consideração ao se definir a medição e não a predição, como método de avaliação da Seção Reta Radar de um alvo de interesse, indo desde o estudo mais simples de um fenômeno eletromagnético até à satisfação de um termo contratual. Por fim, são apresentados a infra-estrutura que deve existir para a medição de Seção Reta Radar, os tipos de medição, suas vantagens e desvantagens, culminando com os principais problemas que devem ser contornados ao se medir em campo aberto, técnica empregada neste trabalho.

4.1 Por que medir a Seção Reta Radar?

São várias as razões que levam os caminhos da pesquisa sobre a RCS a definir-se pela medição. As medições podem ser realizadas com o objetivo de:

1º- compreender os fenômenos básicos do eletromagnetismo;

2º - adquirir dados de diagnósticos;

3º - verificar o desempenho de um sistema;

4º - construir um banco de dados; e

5º - satisfazer um requerimento contratual.

Pode parecer que umas se sobrepõem às outras, no entanto, estão em um crescendo de complexidade, como um caminho natural a ser trilhado no desenvolvimento de um conhecimento completo sobre medições de Seção Reta Radar.

O mais primário dos motivos para a medição de RCS é a compreensão dos fenômenos básicos de espalhamento através da comparação entre a predição e a medição.

Apesar de todo o conhecimento corrente sobre a teoria eletromagnética, alguns fenômenos ficaram desconhecidos até a sua comprovação pelas medições. Um exemplo conhecido é o trabalho de *Keller* sobre a sua Teoria Geométrica da Difração [KELLER, 1960 e KELLER, 1961]. Tendo trabalhado sobre o espalhamento de um cone, esse estudo foi corrigido e complementado por diversos outros pesquisadores [BECHTEL, 1965 e BECHTEL, 1969; BLORE, 1973; BURNSIDE e PETERS, 1972; KNOTT e SENIOR, 1973 e; KNOTT e SENIOR, 1974] e nem todos esses pesquisadores levaram à frente medições desse objeto. No entanto, a avaliação de toda a teoria depende da comparação entre predição e medição com o objetivo de melhorar a explicação dos seus fundamentos [KNOTT, 1993].

Medir o espalhamento de objetos diferentes, tais como, esferas, cilindros, placas, múltiplos espalhadores, feitos de diferentes materiais, revestidos ou não, pode proporcionar um conhecimento importante para entendimento dos diversos mecanismos de reflexão que ocorrem entre a onda eletromagnética e o objeto.

O segundo motivo é para adquirir dados diagnósticos e um exemplo disso ocorre quando há necessidade de se encontrar os pontos exatos de reflexão ou entender as interações que acontecem entre as diversas partes que compõem um objeto complexo. Este entendimento é conseguido ao se isolar os pontos a serem estudados através de materiais absorvedores de radiação eletromagnética. Sendo assim, ao serem novamente expostos, a

diferença entre as duas reflexões revela um diagnóstico sobre as interações entre as diversas partes, trazendo uma explicação sobre a origem e a soma das diferentes contribuições (picos) que formam um diagrama de Seção Reta Radar.

A terceira razão que deve ser levada em consideração é a necessidade de avaliação de um sistema. No desenvolvimento de uma aeronave furtiva, faz-se necessário definir o seu diagrama de espalhamento. Como esforço primário isto é suficiente. No entanto, a aeronave por si só não representa a missão cumprida no Teatro de Operações. Ao agregar o armamento, antenas para comunicação ou qualquer outro equipamento que signifique uma mudança no diagrama de espalhamento, faz-se necessário avaliar o comportamento do sistema como um todo, mesmo que já se conheça a resposta das diversas partes separadamente.

A necessidade de construir um banco de dados, o quarto motivo para medir-se a RCS de uma aeronave se deve ao fato de, em certas situações, o diagrama ser reduzido a poucos números de interesse, isto é, o fabricante fornece o diagrama de RCS no qual a aeronave apresenta a RCS em uma só atitude ou configuração. Ou pior, a RCS é reduzida a um número médio ou de pontos principais em ângulos de aspecto reduzidos que, por vezes, não são o suficiente para a sua utilização prática, mascarando dados importantes. Sendo assim, novas medidas são feitas propiciando o recolhimento de dados mais completos que atendam a anseios do usuário ou que possam ser usados oportunamente.

A quinta e última razão que pode ser levada em consideração ao se medir a Seção Reta Radar é a necessidade de se certificar a compatibilidade com especificações contratuais. Por exemplo, um gerente de projeto pode solicitar a medição do seu produto para assegurar-se de que esse se encontra dentro das especificações solicitadas.

Independente da razão que conduz à escolha da medição como instrumento da definição da Seção Reta Radar, esse objetivo deverá nortear as ações do planejamento à

execução, visto que para que a medição ocorra existe uma infra-estrutura de grande porte e complexidade que possibilita a sua realização. O seu detalhamento será apresentado no próximo item.

4.2 Estrutura de um Campo de Medições

Qualquer que seja a estrutura montada para medição de Seção Reta Radar, essa deverá dispor de pelo menos essas cinco particularidades para a medição de RCS:

equipamento capaz de emitir e de receber uma onda eletromagnética com intensidade suficiente para as medições;

- equipamento de gravação dos dados: analógico, digital ou ambos;
- rotação controlável do alvo;
- ruído ambiental conhecido que permita a medição dos alvos, incluindo aí a capacidade de tornar invisível o suporte do alvo; e
- um alvo disponível para a medição.

Quanto aos equipamentos de emissão e recepção, pode-se classificá-los em diversos níveis, num crescendo de complexidade tecnológica [KNOTT, 1993]:

1 - **Convencional**, onde somente a amplitude seja apresentada. Podendo ser:
- monoestática; e
- biestática.

2 - **Alta resolução**. Permite isolar os centros de espalhamento do alvo, sendo apresentado em três eixos: amplitude, ângulo de aspecto e distância a partir do centro do alvo. Exige que o sistema de emissão e recepção tenha condições de trabalhar com pulso curto.

3 - **Coerente**, onde a amplitude e a fase são apresentadas. A partir da qual obtêm-se:

- centro espalhador do alvo (*Glint*); e
- variação Doplller.

4 - **Variação em freqüência e coerente**. Utiliza-se de um pulso *chirp* fornecendo:

- imageamento radar; e
- alta resolução.

4.3 Tipos de Medição

Os tipos de medição de Seção Reta Radar são divididos em medições em campo aberto ou *outdoor* e ambiente fechado ou *indoor*.

4.3.1 Medições em campo fechado ou *indoor*

As medições em campo fechado ou *indoor* são caracterizadas pela utilização de espaços reduzidos para medições de RCS, são ambientes total ou parcialmente fechados.

Esse tipo de medição apresenta as vantagens de envolver instalações menores, disponibilidade para medidas a qualquer tempo, segurança, ser livre de interferências e de fácil acesso aos equipamentos para ajustes e manutenção. Como desvantagens, esse tipo de medição permite somente alvos de tamanhos reduzidos, exige equipamentos que possibilitem uniformidade de fase e amplitude da onda incidente no objeto a ser medido em um espaço reduzido, tecnologia nem sempre disponível dada à utilização estratégica da RCS e aos custos necessários. As paredes que são a sua maior proteção também são um problema, pois as

múltiplas reflexões que proporcionam exigem um controle que deve ser realizado por materiais absorvedores estrategicamente posicionados, não menos custosos.

Essas medições também podem ser realizadas em Campo Compacto (*Compact Range)* ou Campo Próximo (*Near Field Range)* [SKOLNIK, 1970].

4.3.1.1 Campo Compacto *(Compact Range)*

O conceito de *compact range* compreende a utilização de antenas com a capacidade de produzirem uma fase de onda plana muito próxima da sua abertura, simulando uma área de medição de tamanho infinito, o que permite a medição de alvos no seu tamanho real. Para que tal ocorra, faz-se o uso de refletores, lentes, cornetas e antenas *Phased Array* [EVANS, 1990].

Visando eliminar reflexões indesejadas, a utilização de materiais absorvedores é intensa (Figura 4.1 e Figura 4.2) [EVANS, 1990].

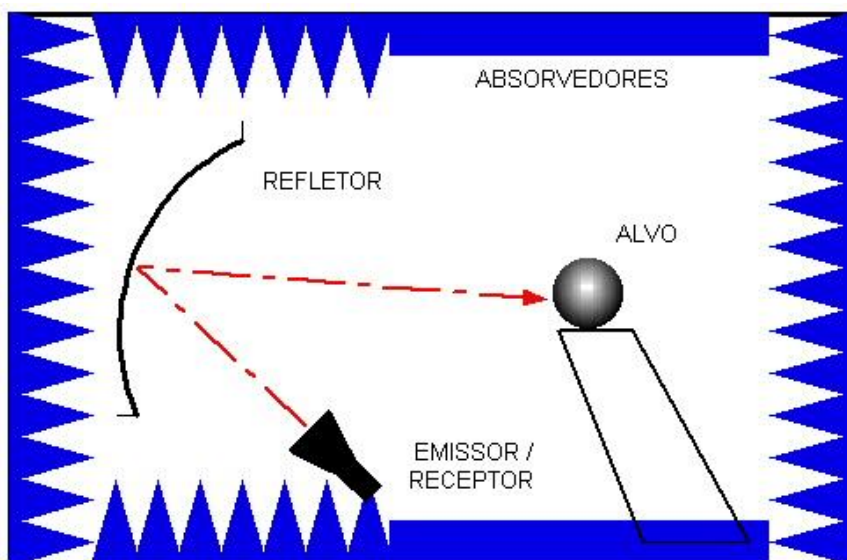



Figura 4.1 - Esquema de medidas *Compact Range* [EVANS, 1990].

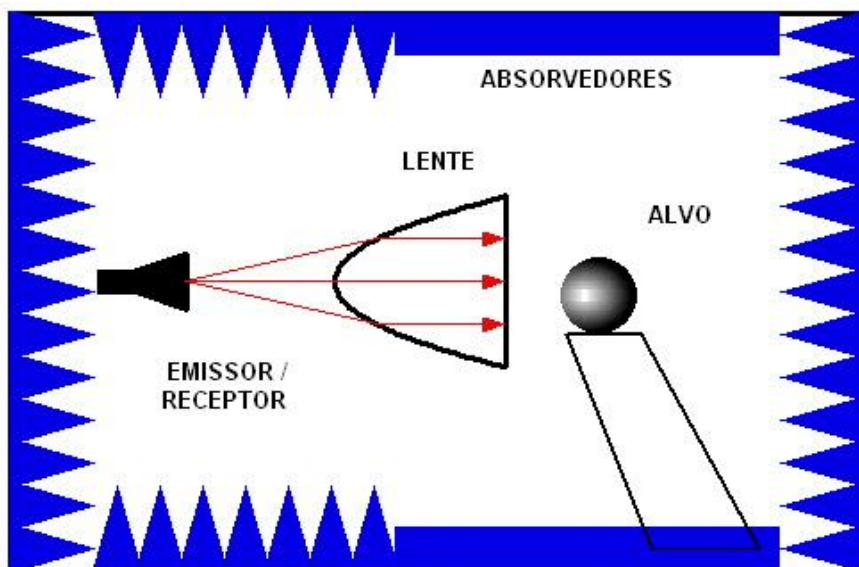



Figura 4.2 - Esquema *Compact Range* com a utilização de lentes.

A seqüência de figuras apresenta exemplos de diversos tipos de *compact range* em uso: câmara anecóica estreita (Figura 4.3), câmara anecóica retangular (Figura 4.4) e um exemplo de medição biestática (Figura 4.5).

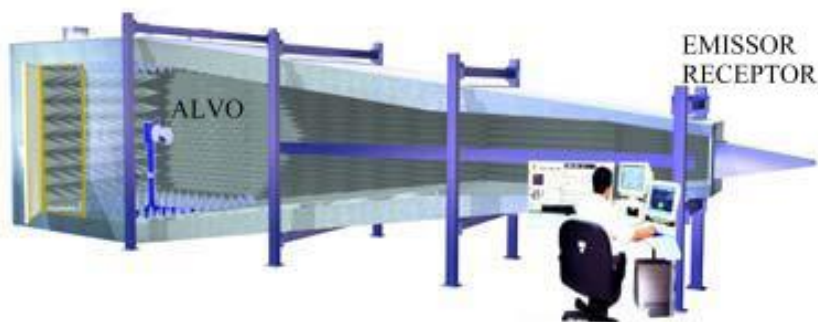



Figura 4.3 - Câmara anecóica estreita [Disponível em: http://www.ets-lindgren.com].

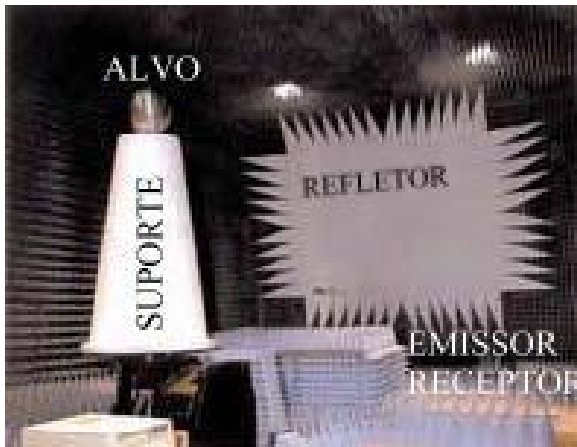



Figura 4.4 - Câmara anecóica retangular [Disponível em: http://www.geocities.com/ anyongqing/Fresnel/Fresnel.html.].

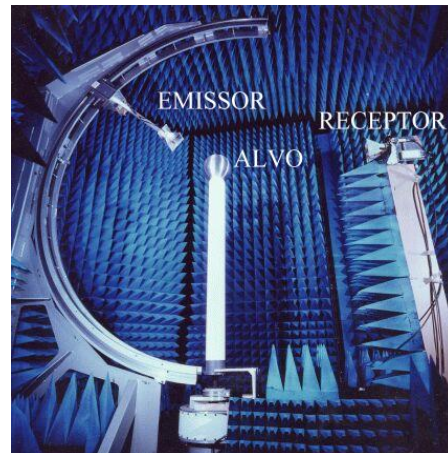



Figura 4.5 - Medição biestática em câmara anecóica [Disponível em: http://www.geocities.com/ anyongqing/Fresnel/Fresnel.html.].

4.3.1.2 Campo Próximo (*Near Field Range)*

A utilização de medições no campo próximo para antenas é conhecida desde a década de 1970 [YAGHJIAN, 1986]. Os avanços proporcionados pelos equipamentos eletrônicos e os programas de cálculo do campo distante viabilizaram a medição de Seção Reta Radar [RYAN e COWN, 1989].

O conceito de *near field range* compreende a utilização da elevada capacidade computacional disponível para calcular o padrão de reflexão no campo próximo. Do mesmo modo que o *compact range*, este sistema de medição necessita da utilização de absorvedores para eliminar as reflexões indesejadas (Figura 4.6) [EVANS, 1990].

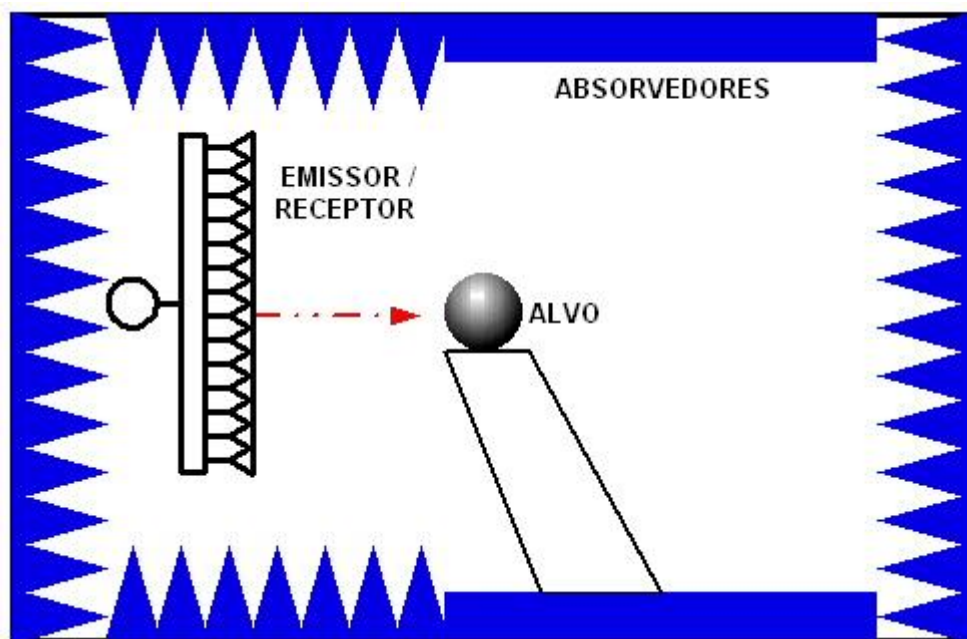



Figura 4.6 - Esquema de medidas *Near Field range* [EVANS, 1990].

4.3.2 Medições em campo aberto ou *outdoor*

Apesar da grande difusão de medições em ambiente fechado, as medições de RCS em campo aberto foram as primeiras a serem utilizadas e permanecem indispensáveis para a constatação do espalhamento de objetos complexos [EVANS, 1990].

As medições em campo aberto consistem na utilização da separação entre emissor/receptor e alvo para que a condição de campo distante seja conseguida para alvos em tamanho real, ou seja, para que se tenha uniformidade de fase e amplitude da onda incidente sobre o alvo.

As desvantagens das medições em campo aberto residem na exigência de uma grande área que possa ser usada para emissão de radiofreqüências, equipamentos de grande porte para montagem de alvos e antenas, dependência das condições meteorológicas, segurança, interferência por equipamentos de radiofreqüência externos e dificuldade para manutenção e como conseqüência, um grande investimento [EVANS, 1990].

A medição em campo aberto pode ser realizada em campos com antenas e alvos elevados do solo (*elevated ranges*) ou em campos próximos ao solo (*ground ranges*), diferentes disposições de medições em campo aberto que serão discutidas em seguida.

4.3.2.1 Campo de antenas elevado (*Elevated Ranges*)

Esse tipo de apresentação das medições em campo aberto dispõe as antenas emissoras e alvos a distâncias elevadas do solo, diminuindo ou praticamente anulando as reflexões no solo. Enquanto as paredes são o problema para as câmaras anecóicas o terreno e as suas múltiplas reflexões são o problema das medições em campo aberto.

Esta metodologia requer uma infra-estrutura que permita elevar antenas e alvos em tamanhos reais a torres distanciadas do solo, conforme a Figura 4.7. Nota-se que o feixe principal de emissão não incide sobre o solo, devido à altura das torres da antena e do alvo, sendo seu principal requisito. A incidência da onda na torre é inevitável, sendo necessário materiais absorvedores em posições específicas para que as medidas não sofram grandes interferências.

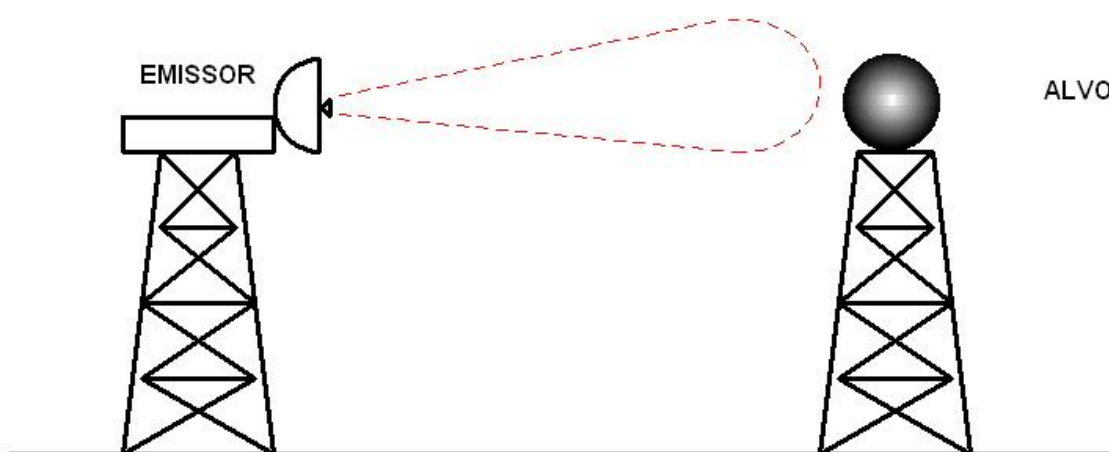



Figura 4.7 - Esquema de medidas com as antenas elevadas [EVANS, 1990].

Um exemplo de sistema de medição com antenas elevadas é o campo de antenas do CTA (Figura 4.8).

Figura 4.8 - Campo de medição de antenas do CTA [Disponível em: <http://www.iae.cta.br/ael_LaboratorioEnsaiosAntenas.html>].

4.3.2.2 Campo de Antenas Próximo ao Solo (*Ground Ranges)*

Esse tipo de medição em campo distante caracteriza-se por apresentar as antenas de emissão e do alvo próximas ao solo, sendo este o seu principal empecilho.

Esse tipo de campo pode ser otimizado utilizando-se um emissor com feixe estreito de tal modo que pouca energia colida com o solo e se o feixe puder ser elevado apenas uma pequena parte da energia será refletida [HOLLIS e MOSELEY, 1981]. Entretanto, se não houver meios de controlar as reflexões no solo, existem dois processos para controlar as reflexões indesejadas e, para tal, faz-se necessário conhecer o ponto exato das reflexões.

Pode-se utilizar as reflexões e posicionar as antenas de tal modo que o alvo seja iluminado por uma onda que seja a soma da onda que vai direto da antena e outra que refletiu no pavimento ou, se o índice de reflexão do solo não for conhecido, eliminar este duplo caminho com anteparos ou cercas, permitindo que somente a onda que sai da antena reflita no alvo (Figura 4.9).

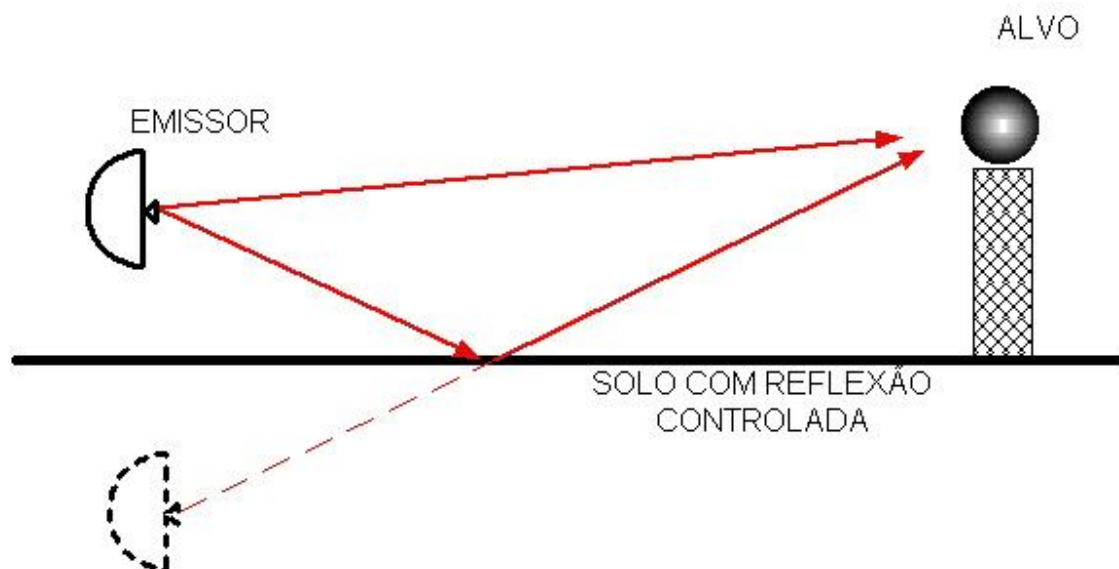



Figura 4.9 - Esquema de medição de *Ground Range* [EVANS, 1990].

4.3.2.3 Dimensões da área de medição

As dimensões da área de medição são definidas pela necessidade de se obter a uniformidade de fase e amplitude. A uniformidade de fase limita a distância mínima na qual o objeto a ser medido deverá ser posicionado, ou seja, o comprimento do campo. A uniformidade de amplitude limita a largura do feixe emissor ou a largura mínima do campo de medição.

4.3.2.3.1 Comprimento do campo

A uma grande distância da antena emissora a frente de onda do lóbulo principal é considerada esférica. Ao incidir sobre o objeto a ser medido apresenta uma diferença de fase do centro do objeto à sua extremidade, conforme a Figura 4.10 O cálculo dessa variação de fase deve ser levado em consideração ao se planejar a medida de um objeto de determinado tamanho, para que o comprimento do campo seja exeqüível e a conseqüente variação de fase aceitável [EVANS, 1990].

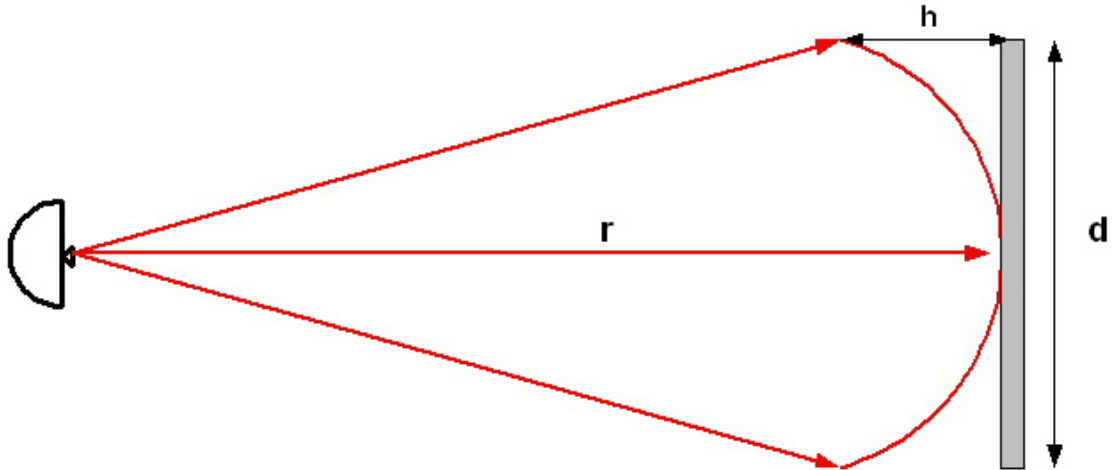



Figura 4.10 - Diferença de fase da onda esférica em relação à dimensão d do objeto [KNOTT, 1993].

A diferença de fase pode ser calculada considerando-se *r* a distância do emissor ao objeto de tamanho *d*, define-se *h* como a diferença da onda esférica na extremidade do objeto e no seu centro [KNOTT, 1993].

$$h = r\left\{1 - \left[1 - \frac{d}{2r}\right]^2\right\}^{1/2}$$ **Eq. 4-1**

Admitindo-se que $d <<< 2r$,

$$h \cong \frac{d^2}{8r}$$ **Eq. 4-2**

Sendo assim, a diferença de fase $\Delta\gamma$ da onda incidente é dada por *kh, sendo,* $k = \frac{2\pi}{\lambda}$:

$$\Delta\gamma = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{d^2}{8r} = \frac{\pi d^2}{4\lambda r}$$ **Eq. 4-3**

Se for arbitrado $\Delta\gamma \leq \frac{\pi}{8}$, ou seja, um desvio de fase não superior a 22,5°, tem-se [KNOTT, 1993]:

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda} \qquad \textbf{Eq. 4-4}$$

O valor de $\frac{\pi}{8}$ é aceito em se tratando de medidas de Seção Reta Radar como se $r \to \infty$ conforme equação (Eq. 4-4) que define a Seção Reta Radar. Todavia, este valor apresenta um desvio implícito que tem como efeitos primários a mudança da amplitude dos primeiros lóbulos laterais e o preenchimento dos nulos, conforme Figura 4.11 [HOLLIS, LYON e CLAYTON, 1970; LO e LEE, 1988].

Em distâncias muito menores que a padrão além dos desvios de fase há uma gradual perda em amplitude, alterações que são apresentadas pela Figura 4.12.

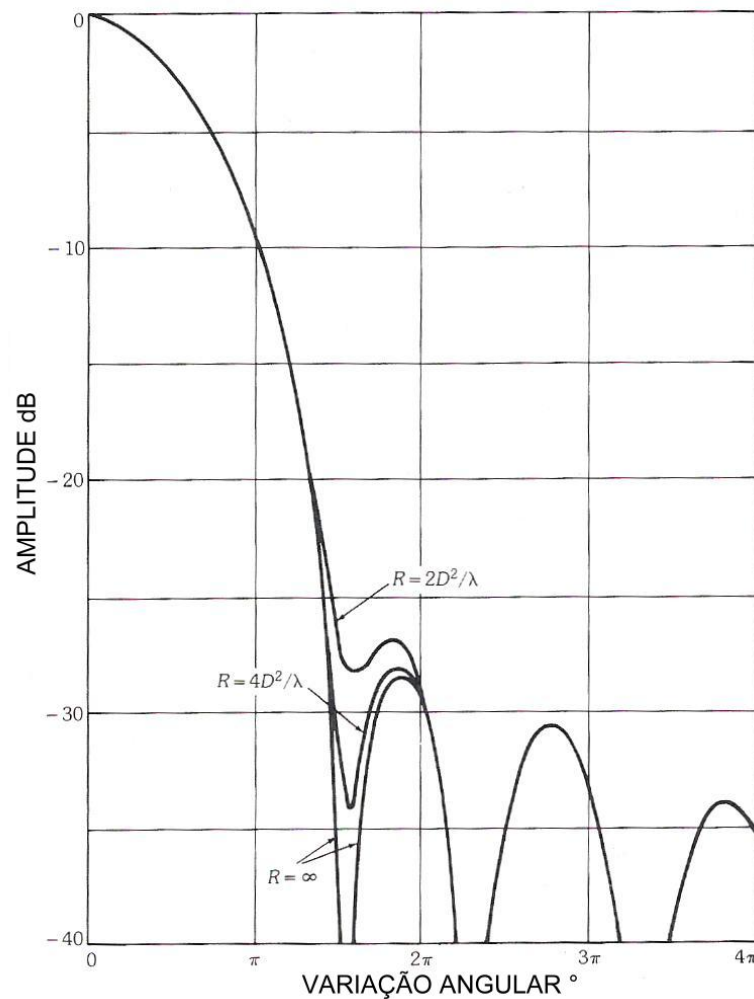



Figura 4.11 - Efeito calculado do comprimento de um campo de medidas [HOLLIS, LYON e CLAYTON, 1970].

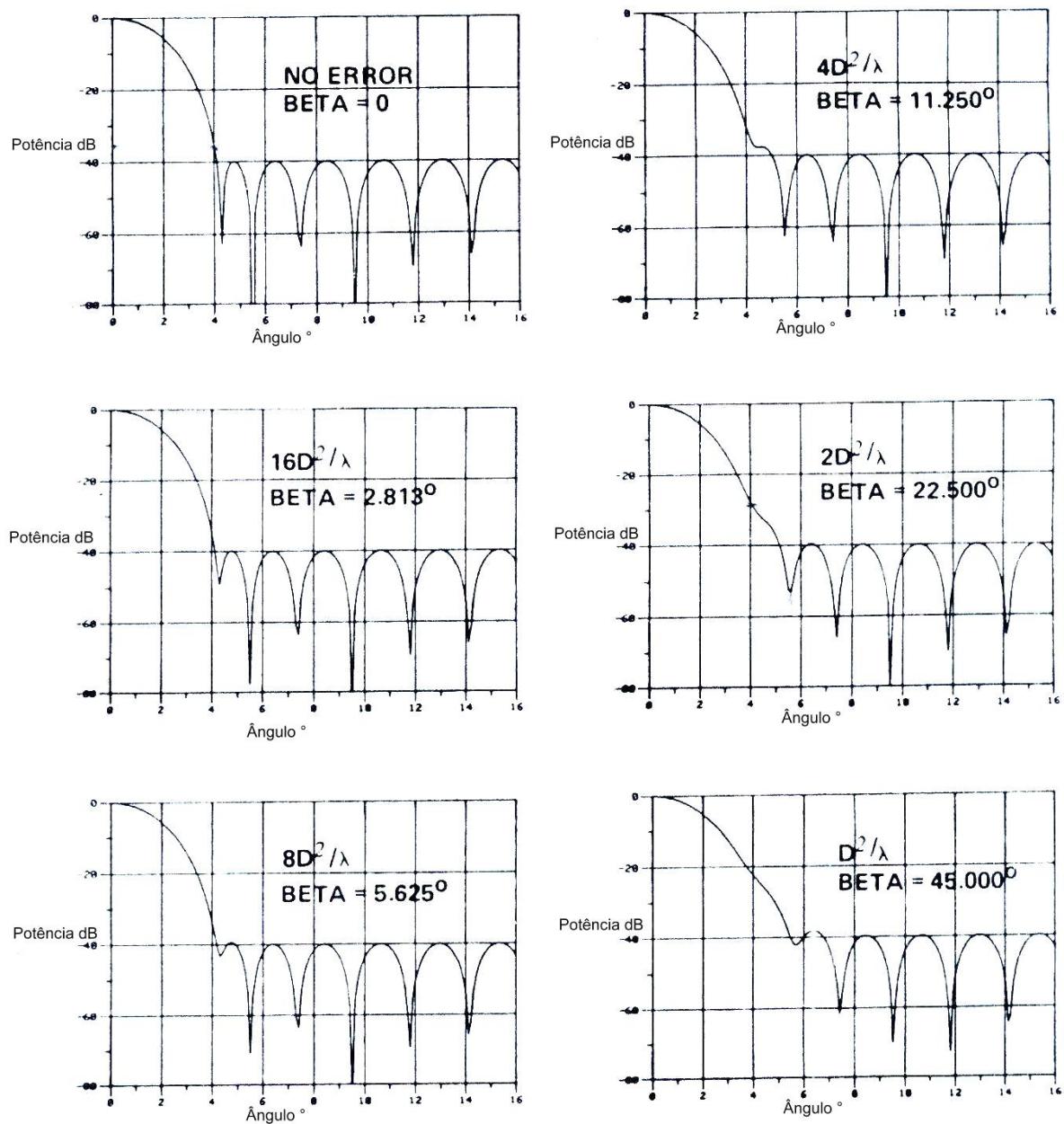



Figura 4.12 - Efeito calculado do comprimento de um campo de medidas [EVANS, 1990].

Para medições de antenas, o valor $r \geq \dfrac{2D^2}{\lambda}$ não é uma tarefa difícil de ser atingida, pois raramente existem antenas com dimensões maiores que poucos metros, mas, em se tratando de medições de RCS de alvos reais,como plataformas aéreas e marítimas, obedecer a condição de campo distante é mais crítica.

A Tabela 4.1 apresenta o campo distante previsto para diversas aeronaves em freqüências de 1GHz e 10GHz.

Tabela 4.1 - Campo distante para freqüências 1GHz e 10GHz.

Aeronave	Maior dimensão (m)	Campo distante para 1GHz (m)	Campo distante para 10GHz (m)
AT-26*	**10,85**	**784**	**7.848**
A-1*	**13,55**	**1.224**	**12.240**
F-5*	**14,68**	**1.436**	**14.366**
F-15**	**19,43**	**2.516**	**25.168**
F-117**	**20,3**	**2.747**	**27.472**
B-2**	**52,12**	**18.109**	**181.099**

[Disponível em:* - <http://www.fab.mil.br/aeronaves> e ** - <http://www.globalsecurity.org/military/systems/aircraft>]

Sendo assim, a aplicação prática da equação a alvos reais ficaria restrita a freqüências menores e por vezes, com menor importância operacional (ver faixas de freqüências de utilização militar no APÊNDICE A).

Um estudo mais aprofundado sobre medição de RCS em alvos complexos revela que a equação $r \geq \frac{2D^2}{\lambda}$ considera que todas as partes do objeto contribuem coerentemente para o seu RCS total, como, por exemplo, uma placa plana. No caso de objetos complexos que apresentam inúmeros espalhadores, para a definição do campo distante, será considerada a contribuição principal para a sua medida, necessitando de uma distância menor [WELSH, 1984].

Knott, ao discorrer sobre o assunto, concorda com Welsh, mas enfoca a utilização de altas freqüências, relatando que o tratamento do valor de campo distante para objetos complexos não é feito da mesma maneira que o usual com $r \geq \frac{2D^2}{\lambda}$. Em altas freqüências as diferentes partes da aeronave contribuem de maneira relativamente independente, sendo fisicamente bem menores que o valor total do alvo. Por essa razão, a amplitude de

espalhamento dessas partes, bem como seus nulos são menos sensíveis à necessidade de distância e, por conseguinte, a utilização de distâncias menores que a distância padrão é defendida [KNOTT, 1993].

Kasantsev apresenta a comparação entre as medições de um objeto complexo com a dimensão D estando posicionado em $\frac{2D^2}{\lambda}$ e a $\frac{0,25D^2}{\lambda}$, chegando às seguintes conclusões [KASANTSEV, 2001]:

- a amplitude e a posição dos picos de RCS variaram de maneira insignificante;
- os valores mínimos deferiram consideravelmente; e
- a média dos valores de RCS num setor de 20° diferiu em 0,12dB.

4.3.2.3.2 Largura do Campo

Como as reflexões nas laterais do campo de medição não podem ser controladas, a largura do feixe deve ser mantida dentro das dimensões do mesmo, evitando-se que a amplitude da onda incidente sofra perdas com as múltiplas reflexões.

Se a redução da abertura da antena não for possível e a área do campo de medição for limitada em largura, absorvedores estrategicamente posicionados nas laterais podem resolver o problema [EVANS, 1990].

4.3.2.3.3 Erros de instrumentação

Skolnik define como erro máximo para a instrumentação na coleta de dados limitado em 0,5dB, ou menos, sendo que a sensibilidade do equipamento receptor não deve ultrapassar

0,5dB durante a captura dos padrões de RCS. A faixa dinâmica deve ser de no mínimo 40dB, sendo 60dB o ideal [SKOLNIK, 1970].

4.3.2.3.4 Controle de Reflexões no solo

Como foi visto no item 4.3.2.2, existem duas maneiras de controlar as reflexões no solo para que essas não sejam um empecilho nas medições. A primeira é posicionar a antena e o alvo de tal modo que exista uma soma de fases da onda sobre o alvo e a outra é eliminar a reflexão com a colocação de cercas ou anteparos.

Para que se explore as reflexões no solo de maneira positiva, faz-se necessário que a infra-estrutura montada permita a alteração de altura da antena emissora/transmissora, bem como do alvo. Alterando-se a altura de ambos, esses aparatos podem ser posicionados de tal modo que o alvo fique centrado no primeiro lóbulo de interferência, para tal, considerando-se a Figura 4.13 para uma dada freqüência, a altura aproximada da antena transmissora (h_t) é dada por [LO E LEE, 1988]:

$$h_t \cong \frac{\lambda R}{4h_r} \qquad \textbf{Eq. 4-5}$$

sendo uma equação largamente usada para medições em campo aberto [KNOTT, 1993].

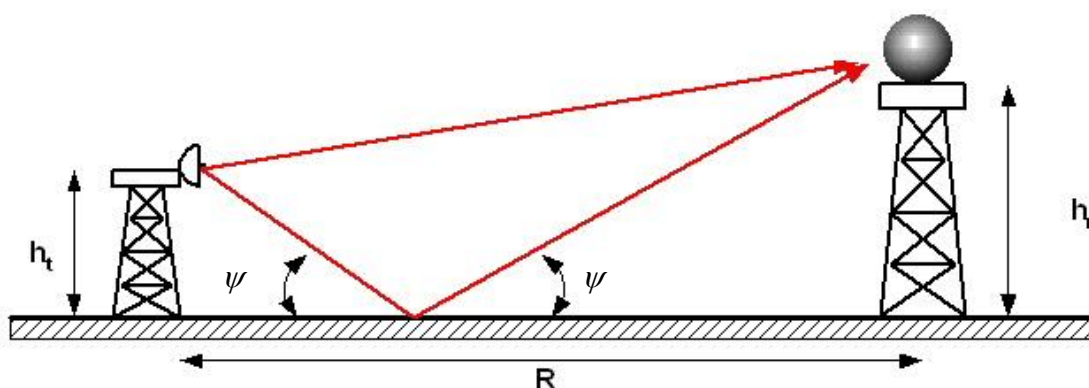



Figura 4.13 - Controle de reflexões.

A reflexão do solo depende do seu tipo, umidade e irregularidades que apresenta. As irregularidades espalham a onda para várias direções, sendo maior o espalhamento quanto

maiores forem as irregularidades. Esta energia que é difundida reduz a quantidade de energia refletida na região especular, interferindo na onda que incide sobre o alvo [KNOTT, 1993].

Campos de medição desenhados para explorar o efeito de multicaminho podem ser asfaltados ou concretados, muito embora alguns terrenos apresentem solo natural, pois o recobrimento do terreno assegura a uniformidade das características do solo, bem como reduz a necessidade de manutenção onde se inclui a renovação da vegetação e as correções em solo mais fofo e sujeito a alterações [KNOTT, 1993].

Se não existe a possibilidade de ter a onda refletida no solo como uma aliada nas medições, por impossibilidade de se controlar a altura das antenas ou a reflexão do solo, a outra opção é anulá-la.

O cancelamento das reflexões pode ser realizado por anteparos que permitam somente o trajeto direto emissor-alvo-emissor. Os anteparos são, normalmente, placas metálicas inclinadas escoradas por madeira que desviam o sinal para cima ou são recobertas com material absorvedor para levar a zero o nível de sinal após esses obstáculos. A Figura 4.14 mostra o esquema de anteparos refletores [KNOTT, 1993].

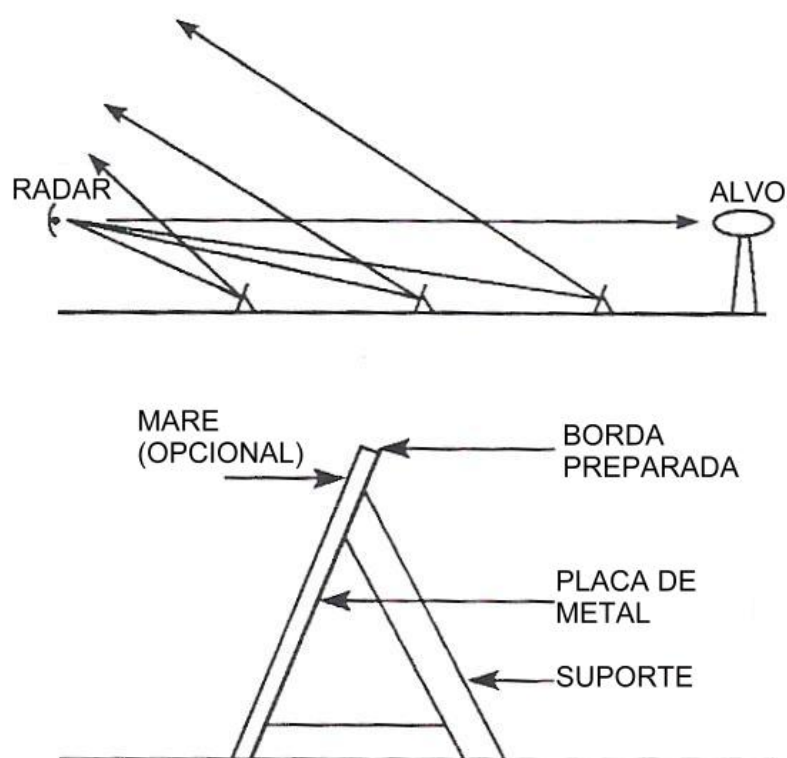



Figura 4.14 - Anteparos refletores [KNOTT, 1993].

Além dos anteparos, cercas com malhas reduzidas fazem o papel de obstáculos.

Becker e Sureau calcularam a intensidade dos sinais com e sem a cerca pela equação (Eq. 4-6), conforme Figura 4.15 (a) [BECKER e SUREAU, 1966; EVANS, 1990]. A variação da potência em relação ao parâmetro $\boldsymbol{v}$ é traçada na Figura 4.15(b).

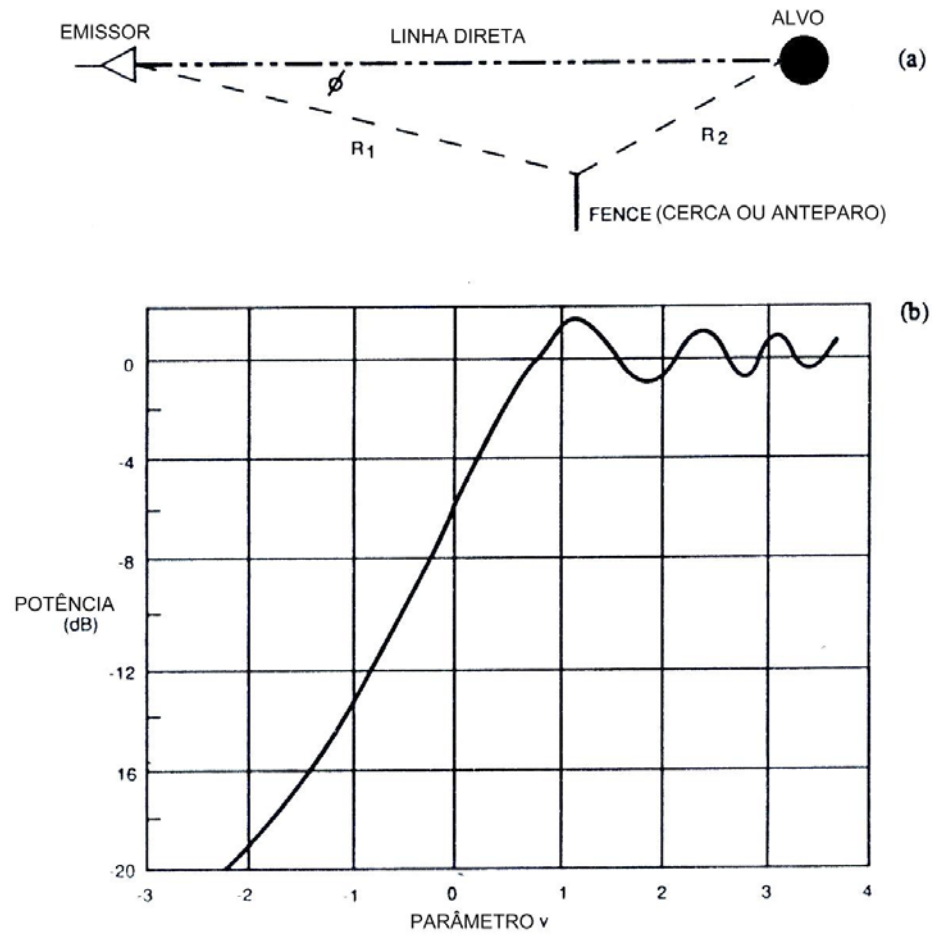



Figura 4.15 - Difração sobre a cerca. (a) Geometria dos caminhos; (b) comparação entre os sinais em dB [EVANS, 1990].

$$V/V_0 = \mathbf{0},707\, e^{j\pi/4} \int_v^{\infty} e^{j\tau^2 \pi/2} d\tau \qquad \textbf{Eq. 4-6}$$

Sendo *v* definido por:

$$v = 2\,\mathrm{sen}(\phi/2)\left[2R_1R_2/\lambda(R_1+R_2)\right]^{1/2} \qquad \textbf{Eq. 4-7}$$

Considerando-se R_1 e R_2 bem maiores que o comprimento de onda, a expressão Eq. 4-6 reduz-se para:

$$V/V_0 = -j.\mathbf{0},707\, e^{-j\pi\left(1-2v^2\right)/4} / \left(\pi|v|\right) \qquad \textbf{Eq. 4-8}$$

Apesar do controle realizado pelos anteparos não se pode evitar a difração que ocorre no topo dos mesmos, somando-se a isso se o solo é plano e o anteparo é baixo, não evitando irradiações secundárias após a barreira. Nos casos de reflexões secundárias, outras seqüências de anteparos podem resolver e para o problema da difração de borda, a solução pode ser obtida pelo uso de materiais absorvedores ou geometrias adequadas das bordas. A Figura 4.16 exemplifica a difração de borda e a Figura 4.17 apresenta os diversos tipos de borda que podem ser usados no controle dessa difração [EVANS, 1990].

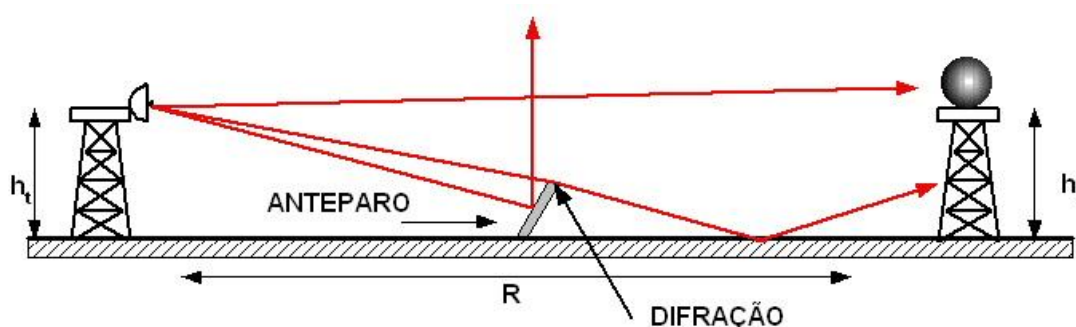



Figura 4.16 - Uso do anteparo e a ocorrência de difração de borda.

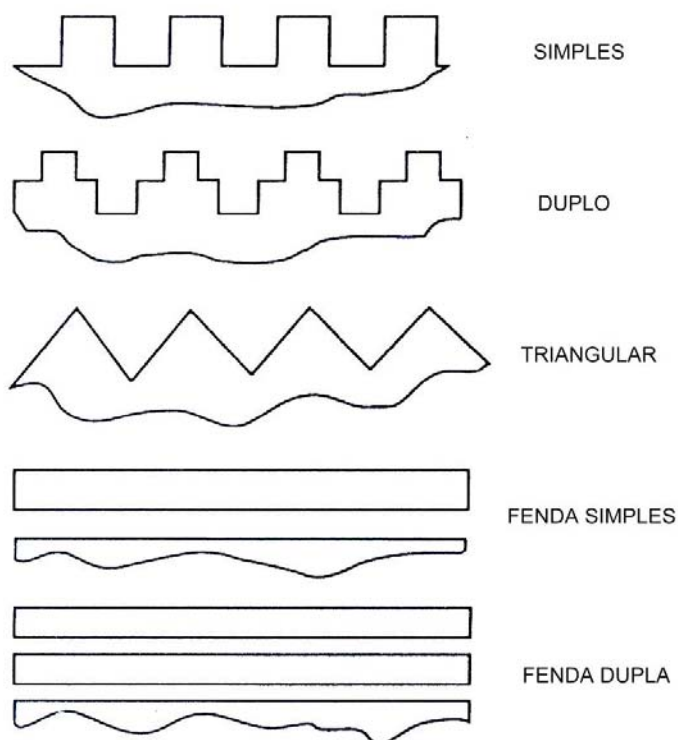



Figura 4.17 - Tipos de borda para anteparos [EVANS, 1990].

A estrutura necessária para que haja um controle efetivo das reflexões de solo é complexa e a montagem de todo o sistema exige vários cuidados, que vão do alinhamento preciso de antenas e alvos em suas alturas ao posicionamento dos refletores nas suas posições adequadas.

4.3.2.3.5 Estruturas de Suporte do Alvo

Considerando-se que o trabalho em campo aberto pressupõe alvos com grandes dimensões, deve-se ter em mente a massa dos alvos reais a serem medidos, o que implica um cuidadoso estudo sobre a estrutura que suporta o alvo.

Para alvos leves uma coluna feita com espuma poliuretânica com baixa reflexão pode ser o suficiente, no entanto, se existe a necessidade de elevar-se um alvo pesado a grandes alturas, o pilone ogival fixo pode ser a solução.

Este dispositivo constitui-se de um pilone oco, inclinado e com formato ogival. Este permite a passagem de cabos pelo seu interior que energizam acionadores para a mobilidade dos alvos e a sua inclinação propicia uma reflexão para fora e para baixo na sua região frontal, reduzindo o espalhamento na direção do receptor [KNOTT, 1993].

Uma alternativa para a sustentação de alvos pesados reside na estrutura do alvo recoberta por materiais absorvedores, o que implica gastos elevados com esse material. Apesar do cuidado em reduzir o reflexo produzido pelos suportes de maior tamanho, esse ainda é preocupante. Utilizando-se do pequeno retorno proporcionado por fios de aço, alguns campos de medição e câmaras anecóicas suspendem os alvos de tal modo que somente os tirantes fiquem aparentes [KNOTT, 1993].

Na seqüência de figuras a seguir, vêem-se exemplos de vários suportes para alvo. A Figura 4.18(a) apresenta o suporte de espuma poliuretânica; Figura 4.18(b) o pilone ogival fixo e a Figura 4.18(c) um sistema onde o alvo é pendurado por tiras de aço.

(a)

(b)

(c)

Figura 4.18 - Tipos de suporte para alvos: (a) coluna com espuma poliuretânica.[Disponível em: http://www.ets-lindgren.com].] (b) pilone ogival fixo [LOCKHEED] e (c) alvo pendurado por tiras de aço [Disponível em: http://www.ets-lindgren.com].

4.3.2.3.6 Interação alvo-solo

A interação alvo-solo representa uma pequena contribuição na variação da RCS de um alvo, mas não pode ser esquecida, pois contribui para o aumento do pico de RCS. A Figura 4.19 representa as reflexões que provêm do emissor e refletem no alvo, colidem no solo, retornam ao alvo e, a partir desse, refletem-se para o receptor. Este efeito independe de anteparos ou absorvedores no suporte do alvo requerendo cuidados especiais na montagem do sistema [KNOTT, 1993].

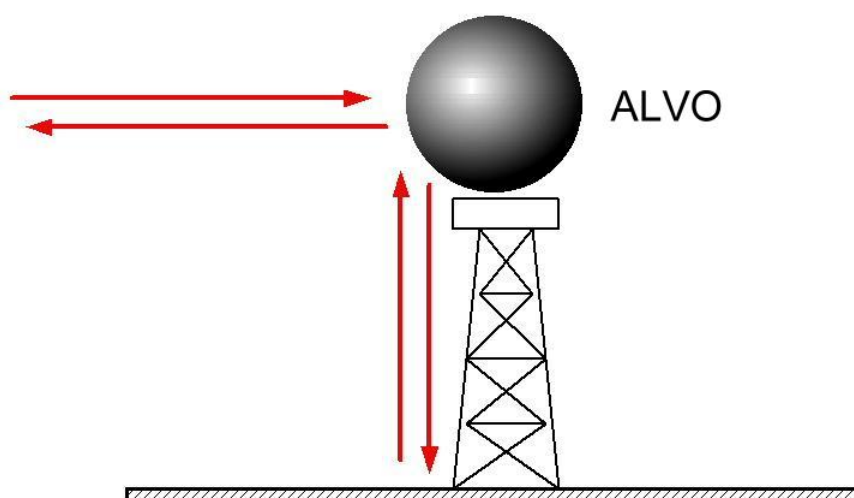



Figura 4.19 - Interação alvo-solo.

Um dos procedimentos para a redução dessa interação está na diminuição da largura de pulso do radar, de tal modo que o objeto seja envolvido como um todo pela onda incidente, mas de tal modo que a parte da onda que vá para o solo não reflita para o receptor na mesma célula de resolução que chegou ao alvo. Para tal, a altura do alvo deve ter pelo menos 5 (cinco) vezes a resolução em distância da onda, condição nem sempre fácil de ser atingida [KNOTT, 1993].

Além da adequada altura do alvo pode-se optar pelo tratamento do solo à volta do alvo. Alguns campos de medição optam por inclinar o terreno que contorna o alvo e pavimentá-lo com materiais cujo índice de reflexão é favorável, com o objetivo de refletir a onda que provem do alvo em uma direção segura. Com o mesmo objetivo da inclinação do terreno, o solo pode ser recoberto por materiais absorvedores, sendo um exemplo comum em se tratando de câmaras anecóicas.

4.3.2.3.7 Controle de Ruído Ambiental

Para evitar que as reflexões de fundo contaminem o eco do alvo desejado, essas devem ser minimizadas por uma cuidadosa montagem do campo de medição, bem como a sua operação e, para tal, são citados os cuidados para evitar as reflexões indesejadas com antenas

elevadas (item 4.3.2.3.4), o controle dessas reflexões pela altura das antenas ou a colocação de anteparos (item 4.3.2.3.4), os cuidados como o suporte do alvo (item 4.3.2.3.5) e a eliminação da interação alvo-solo (item 4.3.2.3.6).

A Figura 4.20 apresenta a incerteza das medidas que as reflexões indesejadas podem propiciar a um sistema de medição de RCS. Como não se conhece a diferença de fase entre o eco do objeto a ser medido e o ruído ambiental, o gráfico apresenta duas curvas sendo a superior com os sinais em perfeita fase e a inferior com os sinais fora de fase. Se o sinal de fundo é igual ao sinal do objeto e ambos estão em fase, a potência total recebida é 4 vezes a potência devida a ambos (6dB). No entanto, se ambos estiverem fora de fase, cancelar-se-ão mutuamente (ponto de 0dB à esquerda e abaixo da carta).

A Figura 4.20 mostra que para que se tenha um erro com 1dB ou menos, o sinal de fundo deve ter pelo menos 20dB abaixo do sinal que se pretende medir.

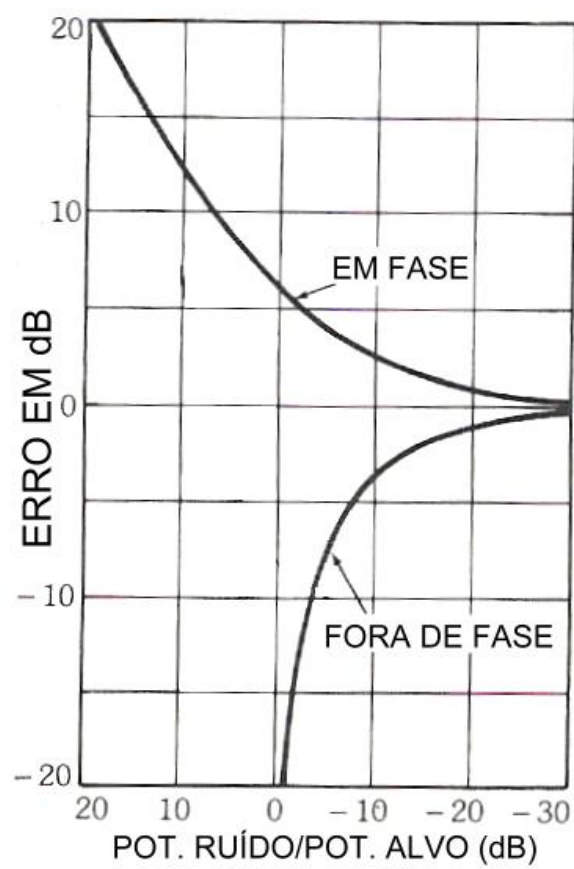



Figura 4.20 - Medida do erro em relação ao nível de potência de retorno de solo [SKOLNIK, 1970].

5 Materiais e Métodos

5.1 Escolha do método empregado

A partir do embasamento teórico adquirido e discutido nos capítulos anteriores, a técnica que apresenta a melhor possibilidade de medição do alvo complexo pretendido, devido ao seu tamanho (aeronave AT26-Xavante), é a medição em campo aberto.

A medição em ambiente fechado tornou-se proibitiva, pois o Projeto MARE não dispõe de uma câmara de medições que comporte o alvo real, a aeronave AT-26 Xavente.

A constatação de que o método a ser usado seria a medição em campo aberto teve como conseqüência estudos que tinham o objetivo de definir:

- se a medida seria em campo com antenas elevadas ou com antenas próximas ao solo (item 4.3.2);
- monoestático ou biestático; e
- tipo de alvo empregado: em vôo (dinâmico) ou estático.

A implementação da medição seguiu os princípios básicos definidos em literatura (item 4.2), onde são estabelecidas as especificações necessárias para um sistema de medição em campo aberto, assim detalhado:

- equipamento capaz de emitir e de receber uma onda eletromagnética com intensidade suficiente para as medições;
- equipamento de gravação dos dados: analógico, digital ou ambos;
- rotação controlável do alvo;

- ruído ambiental que permita a medição dos alvos, incluindo-se a capacidade de tornar invisível o suporte do alvo; e
- um alvo disponível para a medição.

A esse rol de necessidades foi acrescentada a definição da área de medições, visto que não havia área prevista para medições de RCS no CTA.

Depois de estabelecido o conjunto de condições necessárias às medições, foram conduzidas três campanhas de ensaios, denominadas **RCS I**, **RCS II** e **RCS III**, cujos resultados cumprem o objetivo deste trabalho.

5.1.1 Definição da área de medição

No período de agosto a outubro de 2003 foi conduzida uma pesquisa no sentido de determinar a melhor área para a instalação do campo de medições.

A área de medição deveria atender a certos requisitos estabelecidos para medições em campo aberto, tais como (item 4.3.2):

- possuir infra-estrutura de rede elétrica para equipamentos de emissão e recepção;
- ser área isolada de interferências externas;
- não interferir em outros equipamentos;
- manter os equipamentos de emissão a uma distância segura de pessoas;
- ser acessível a viaturas e equipamentos de grande porte para a instalação de alvos complexos (item 4.3.2); e
- possuir as dimensões para a medição de todos os alvos, sem introduzir erros nas medições dos objetos complexos (item 4.3.2.3).

A área disponível para a medição de uma aeronave deveria pertencer ao terreno do CTA, dentro da qual foram identificados os seguintes setores:

a) Cabeceira 33;

b) Área desativada da empresa Órbita;

c) Rosa-dos-Ventos; e

d) Pátio da Sala de Autoridades do CTA.

A Figura 5.1, mostra o aeródromo de São José dos Campos, e indica a posição de cada uma dessas áreas averiguadas para os experimentos.

Figura 5.1 - Aeródromo de São José dos Campos com os pontos avaliados para a área de medição em campo aberto.

A Cabeceira 33 (item a) da Figura 5.1) consiste na parte da pista de pouso que fica à noroeste do aeródromo de São José dos Campos, apresentando uma área livre que poderia ser usada para as medições (ver detalhe na Figura 5.2). No entanto, provou-se ser esta limitada devido ao fato de ser usada como acesso ao Aeroclube de São José dos Campos, cujo trajeto pode ser constatado através da seta tracejada em azul, bem como não possuir uma infra-estrutura mínima de energia elétrica para comportar os equipamentos eletrônicos necessários para as medições.

A área desativada da empresa Órbita (item b) da Figura 5.1) é uma construção desativada afastada aproximadamente 1km da pista de pouso (ver detalhe na Figura 5.3),

tendo sido descartada por não possuir nenhuma instalação de rede elétrica e não permitir acesso fácil.

A Rosa-dos-Ventos (item c) da Figura 5.1) é o local do aeródromo de São José dos Campos utilizado para o alinhamento da bússola de aeronaves. Dispõe de toda a infra-estrutura elétrica necessária para as medições, sendo de fácil acesso, inclusive para aeronaves (ver detalhe na Figura 5.4). Entretanto, possui extensão máxima de 300m, permitindo somente a medição de alvos simples, mas não de um alvo real (item 4.3.2.3.1).

O Pátio da Sala de Autoridades (item d) da Figura 5.1) é a área concretada à frente da Sala de Embarque de Autoridades do CTA, cujas dimensões aproximadas são de 200mX150m. Possui a infra-estrutura mínima para receber os equipamentos eletrônicos, mas também é limitada aos alvos de menor dimensão (ver detalhe na Figura 5.5).

Figura 5.2 - Detalhe da Cabeceira 33.

Figura 5.3 - Detalhe da área da Empresa desativada Órbita.

Figura 5.4 - Detalhe da Rosa-dos-Ventos.

Figura 5.5 - Detalhe do Pátio de Autoridades.

Após serem analisadas as vantagens e desvantagens de cada área disponível e com base nos requisitos estabelecidos, optou-se por uma alternativa que congregava as vantagens das duas últimas áreas.

O radar foi posicionado na Rosa-dos-Ventos e os alvos a serem iluminados ficaram no Pátio da Sala de Autoridades, visto que, para a montagem dos alvos, este último possibilita um acesso livre para quaisquer viaturas, já a Rosa-dos-Ventos requer acesso pela pista de pouso ficando à mercê da autorização dos órgãos de controle de tráfego aéreo.

A partir da decisão do local a ser empregado como área de medição e sabendo-se que o local não possuía construções ou pontos elevados que permitissem o afastamento do solo, tanto da antena como do alvo, definiu-se o tipo de medição em campo aberto como um campo de antenas próximas ao solo.

5.1.2 Definição do sistema de transmissão e recepção

Concomitantemente à procura por uma área de medições, foram testados sistemas radares que permitissem a sua utilização em campo aberto.

Os requisitos básicos estabelecidos foram:

- equipamento capaz de emitir e de receber uma onda eletromagnética com intensidade suficiente para as medições (item 4.2);
- possuir feixe estreito evitando reflexões desnecessárias no solo e nas laterais do campo (item 4.3.2.2);
- permitir apontamento preciso sobre o alvo, aéreo ou fixo sobre o solo (item 4.3.2.2);
- possuir equipamento de gravação dos dados: analógico, digital ou ambos (item 4.2);
- se monoestático, permitir acesso ao sinal bruto do eco de retorno; e
- se biestático, adequar um equipamento exclusivo para emissão e outro para recepção, incluindo a gravação de dados.

A partir da definição dos requisitos, foram testados quatro equipamentos, entre esses, o radar embarcado da aeronave F-5E, APG-159, o sistema de simulação de ambiente eletromagnético, TS-100 EXCALIBUR, o radar embarcado da aeronave P-95, SUPER-SEARCHER e o Radar do equipamento diretor de tiro EDT-FILA, este último pertencente ao Comando do Exército.

Seguindo uma sugestão do Centro de Guerra Eletrônica do Comando Geral de Operações Aéreas - CGEGAR, que tinha conhecimento sobre a disponibilidade do equipamento radar, partiu a equipe do Projeto MARE, no dia 17 de setembro de 2003 ao Parque de Material Aeronáutico de São Paulo – PAMA-SP, no intuito de avaliar a utilização do radar APG-159, radar embarcado da aeronave F-5E (Figura 5.6).

O radar APG-159 seria cedido ao projeto MARE após a interrupção do seu uso no caça da Força Aérea Brasileira. Contudo constatou-se que não havia previsão de liberação do equipamento no período previsto para a conclusão deste trabalho.

Figura 5.6 - Equipamento APG-159 em bancada de testes.

O período de testes do sistema de simulação de ambiente eletromagnético, TS-100 da empresa canadense EXCALIBUR ocorreu de 7 a 15 de outubro de 2003.

O simulador de ambiente eletromagnético TS-100 Excalibur é usado para testar os receptores eletrônicos de aeronaves de combate, podendo variar de 2GHz a 40GHz emitindo ondas pulsadas ou contínuas. Por ser somente emissor, houve a necessidade de adaptar um sistema de recepção, com as antenas de emissão e recepção muito próximas, supondo um sistema quase-monoestático, conforme Figura 5.7.

Figura 5.7 - Equipamento TS-100 Excalibur fazendo a medição de RCS de uma placa plana, recoberta com material absorvedor.

O equipamento mostrou-se efetivo nas medições, pois variava a freqüência conforme a necessidade, sendo portátil e por permitir ajustes na altura de sua antena de

transmissão. Entretanto, por possuir uma potência baixa, não permitia um eco de retorno para alvos simples a partir de 30m de distância.

O teste do radar Super-Searcher da aeronave P-95 foi realizado simultaneamente com os testes do equipamento TS-100, Excalibur, no período de 14 a 16 de outubro de 2003.

O radar Super-Searcher possui a vantagem de emitir grande potência, sendo ideal para as medidas em campo aberto. Contudo, possui um feixe largo (mínimo 30º), o que seria impeditivo devido ao espalhamento gerado pelo solo. A Figura 5.8(a) mostra o P-95 e o seu radar Super-Searcher posicionado no nariz do avião.

A tela do radar (Figura 5.8(b)) foi fotografada quando o radar tentava detectar uma aeronave Xavante em vôo. A partir da análise desta tela pode-se constatar a dificuldade de interpretação, devido ao retorno de solo e nuvens presentes no momento do ensaio. Neste caso, não foi possível detectar a aeronave AT-26 Xavante em vôo.

(a) **(b)**

Figura 5.8 - (a) Aeronave P-95; (b) Tela radar durante os testes.

O último equipamento de transmissão testado em 2003 foi o EDT-FILA do Comando do Exército. Essa missão ocorreu entre os dias 22 de outubro e 05 de novembro de 2003, e foi posteriormente denominada RCS I, sendo a primeira campanha de medição de seção reta radar em campo aberto do CTA.

O EDT-FILA é um equipamento responsável por orientar os canhões de artilharia antiaérea contra as aeronaves inimigas. É dotado de um radar de busca na banda X e um radar de acompanhamento na mesma faixa, conforme a Figura 5.9.

Figura 5.9 - Equipamento EDT-FILA e seus radares de acompanhamento e busca aérea.

Uma das vantagens do FILA é que este possui um sistema óptico de apontamento que permite apontar o feixe do radar com grande precisão. O feixe estreito associado à precisão constituem características importantes para a diminuição de reflexões no solo, se usado para medidas em campo aberto (item 4.3.2.2). A Figura 5.10 mostra o sistema óptico do FILA visualizando uma placa plana de 2mX1m a 300m de distância. O radar de acompanhamento emitia sobre a placa.

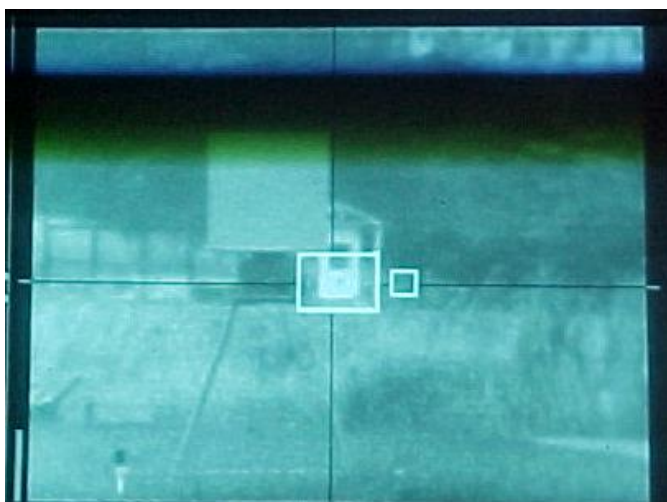



Figura 5.10 - Sistema óptico de apontamento do EDT-FILA.

Como conclusão sobre a análise dos radares à disposição da equipe MARE, o FILA apresentou as melhores condições para a utilização na medição em campo aberto. Contudo, nenhum dos equipamentos analisados permitia o acesso ao sinal bruto de retorno, implicando

a opção pelo sistema biestático. O FILA foi definido como emissor, devendo ficar posicionado na Rosa-dos-Ventos, direcionando o pulso radar sobre os alvos posicionados no Pátio da Sala de Autoridades, onde foi montado um equipamento de recepção.

5.1.3 Definição do alvo real

5.1.3.1 Medição da aeronave em vôo

A utilização de alvos reais foi o motivo que impulsionou o Projeto MARE a executar medições em campo aberto. Para tal, dispunha de uma aeronave AT-26 Xavante de matrícula FAB – 4495, ainda em operação.

A idéia inicial era fazer as medições em vôo, mas havia dúvidas sobre a utilização do FAB – 4495 como alvo real, pois a literatura não previa a medição de uma aeronave em vôo com o equipamento radar disponível, sendo para isso utilizado radares de resolução elevada [STEINBEG, CARLSON e LEE, 1989] ou ISAR [STEINBERG, 1988].

A utilização de um sistema biestático ampliava os questionamentos sobre qual alvo utilizar, que foram respondidos na campanha de ensaios RCS I.

Na RCS I (22 de outubro a 05 de novembro de 2003) foram realizadas duas medições com a aeronave em vôo. A primeira chamada de Distância de Detecção, onde a aeronave mantinha um perfil de vôo e se aproximava do radar numa seqüência de várias passagens. O momento em que aparecia no radar, tinha a sua posição gravada.

O objetivo do teste era comparar a resposta da refletividade da aeronave normal, através da sua distância de detecção, e posteriormente revestida com MARE.

O teste não constituía uma medição de Seção Reta Radar propriamente dita, mas os dados gravados fazem parte do arquivo da equipe MARE para futuras avaliações de material absorvedor aplicado na aeronave.

A Figura 5.11 apresenta uma das passagens da aeronave AT-26 sobre o radar FILA durante os ensaios de distância de detecção.

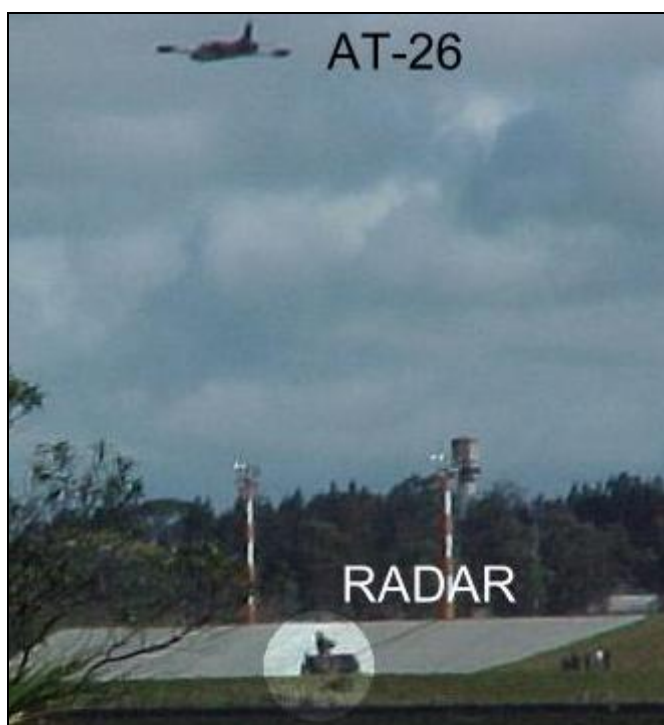



Figura 5.11 - Ensaio de distância de detecção no CTA.

A segunda medição foi chamada de Refletividade Lateral, e consistia na passagem da aeronave à baixa altura sobre a pista de pouso de São José dos Campos dentro do feixe do radar FILA, de tal modo que a sua reflexão era captada por um equipamento de recepção localizado no Pátio da Sala de Autoridades.

A Figura 5.12 mostra o esquema de medição da aeronave em vôo.

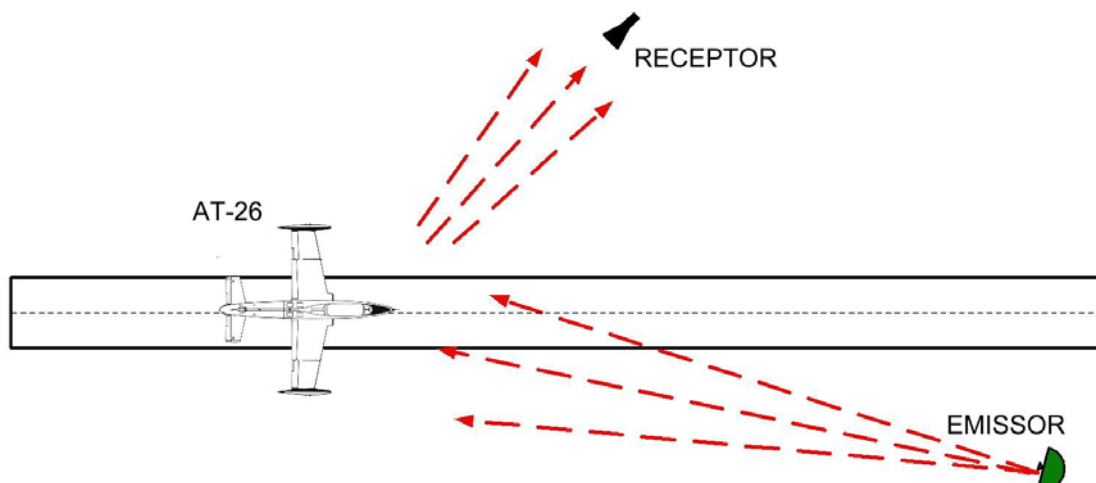



Figura 5.12 - Esquema do ensaio de refletividade lateral do AT26 Xavante.

Os resultados obtidos não foram conclusivos, pois na maioria dos sobrevôos não se conseguiu o reflexo da aeronave, e sendo o sistema biestático não foi possível precisar de qual parte da aeronave provinha o pico de Seção Reta Radar, quando o sinal se apresentava.

5.1.3.2 Medição da Aeronave Estática

A necessidade de medição da Seção Reta Radar utilizando-se uma aeronave estática decorreu dos resultados obtidos na primeira campanha de medições em campo aberto (RCS I). Com o apoio do COMGAR, conseguiu-se uma aeronave desativada, a aeronave AT-26 Xavante com a matrícula FAB – 4478.

Os primeiros ensaios com a aeronave desativada aconteceram na segunda campanha de medição em campo aberto, denominada **RCS II**. A **RCS II** foi realizada de 12 a 28 de abril de 2004, onde foram medidas as distâncias de detecção com a aeronave em vôo e os primeiros testes com a aeronave desativada.

Nesta segunda campanha não foram feitas as passagens que caracterizaram a medição da refletividade lateral com a aeronave em vôo, tendo sido descartada pelos motivos já citados (item 5.1.3.1).

A terceira campanha de medições, **RCS III**, tratou do estudo aprofundado das características de refletividade da aeronave desativada, sendo usadas várias técnicas de identificação de pontos de reflexão.

A partir da definição do alvo a ser usado, a determinação do método foi completada, podendo o mesmo ser assim descrito:

- medição em campo aberto em campo de antenas próximo do solo;
- sistema de emissão e recepção convencional biestático; e
- alvo real estático.

5.2 Descrição Geral do Sistema

O sistema de medição foi implantado no aeródromo de São José dos Campos, ficando o controle das operações centralizado no Pátio da Sala de Autoridades, conforme esquema apresentado na Figura 5.13.

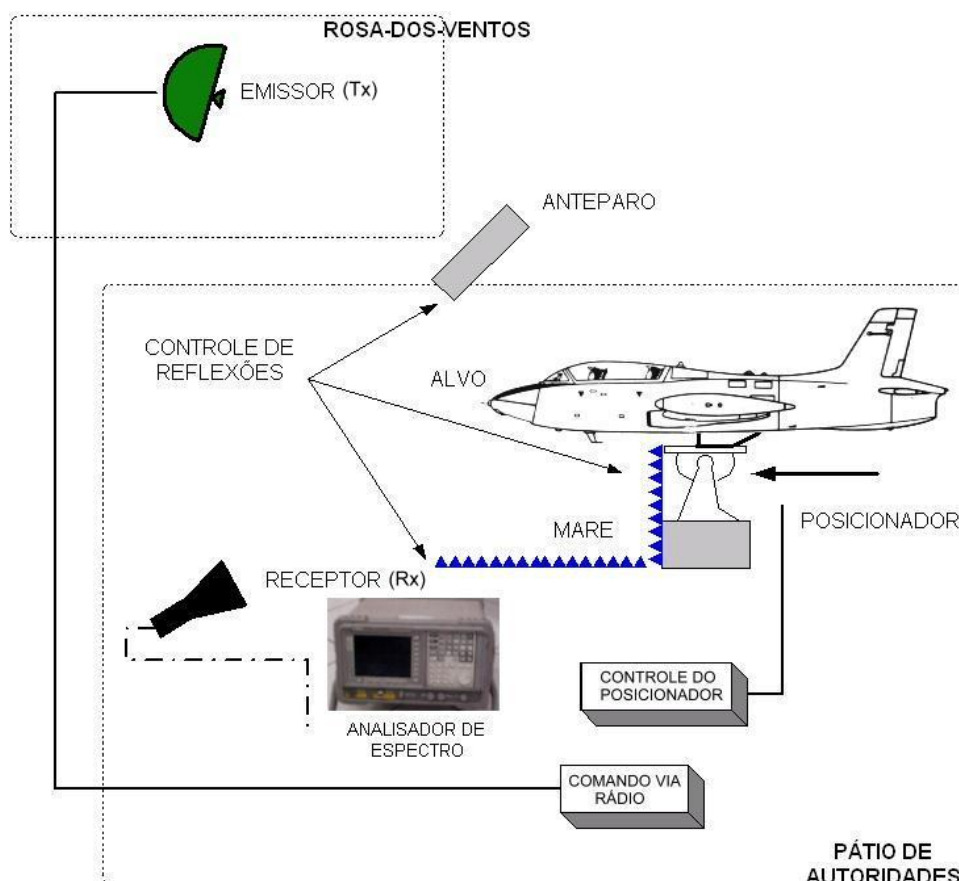



Figura 5.13 - Esquema de medição em campo aberto instalado no aeródromo de São José dos Campos.

A partir do Pátio da Sala de Autoridades seguiam ordens via rádio orientando o emissor para o ponto de visada no qual o feixe do radar deveria ser apontado, bem como o momento do início e término da emissão.

O alvo iniciava o movimento rotacional e de inclinação a partir de comandos do seu controlador no Pátio da Sala de Autoridades, permitindo o controle da velocidade de giro. O controlador era ligado ao posicionador do alvo por cabos de energia blindados, que saíam do Pátio da Sala de Autoridades.

O sistema de recepção recebia os sinais de espalhamento a partir de uma antena receptora e transmitia através de um cabo de baixas perdas até o analisador de espectro que permitia a gravação dos dados. Os dados foram posteriormente tratados no programa *Origin* para análise final.

A Figura 5.14 apresenta as distâncias e alturas dos pontos principais da área de medição, sendo a base das informações para os cálculo dos ensaios realizados.

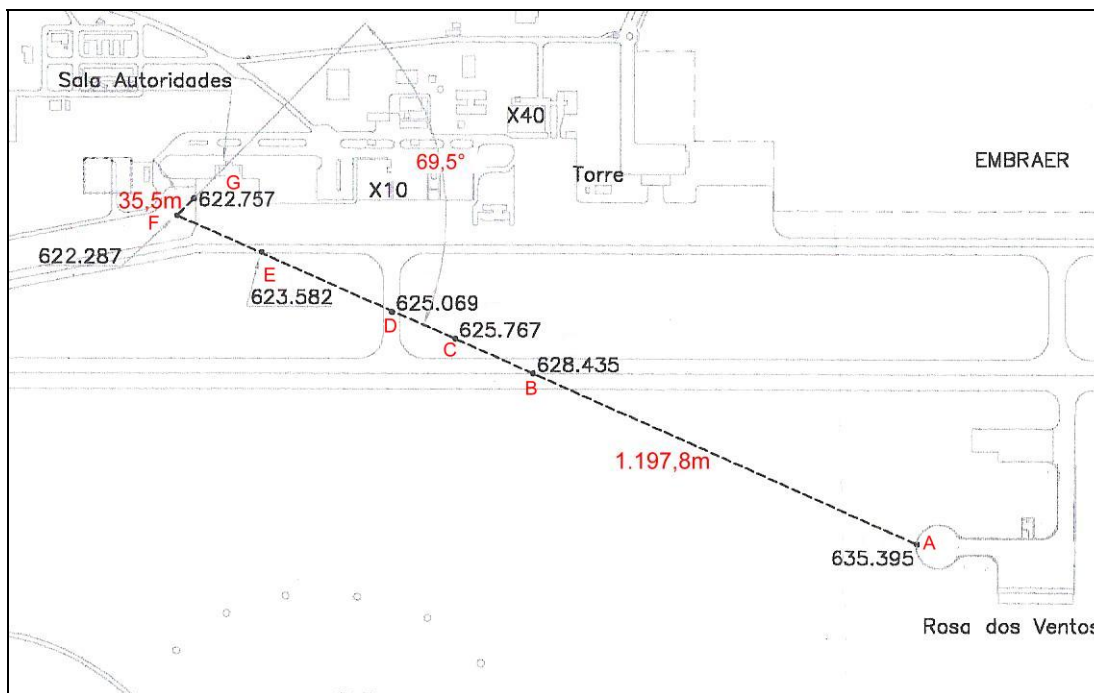



Figura 5.14 - Distâncias, alturas e ângulo biestático da área de medição.

Ficam assim definidos os seguintes pontos, sendo que os números ao lado dos pontos referem-se à altura em **m** em relação ao nível do mar.

A – Emissor – 635,40m;

B – Cruzamento da linha de visada com a pista de pouso principal -628,44m;

C – Grama – 625,77m;

D - Cruzamento da linha de visada com a pista de táxi – 623,58m;

E – Junção da Grama com o asfalto – 623,58m;

F – Alvo – 622,29m; e

G – Sistema de Recepção – 622,76m.

Distâncias:

Emissor – Alvo = **1.197,8m**;

Alvo – Receptor = **35,5m**.

Ângulo biestático = **69,5°**.

5.3 Características do Equipamento de Emissão

O Radar selecionado apresenta onda pulsada, opera na Banda X (8 a 12GHz) e a antena do tipo *cassegrain* possui um feixe cônico estreito.

O emissor opera como radar de acompanhamento do equipamento FILA do Exército Brasileiro no direcionamento de alvos aéreos para a Artilharia Antiaérea. O direcionamento do feixe radar é óptico, possibilitando grande precisão no apontamento do lóbulo principal conforme apresentado na Figura 5.15

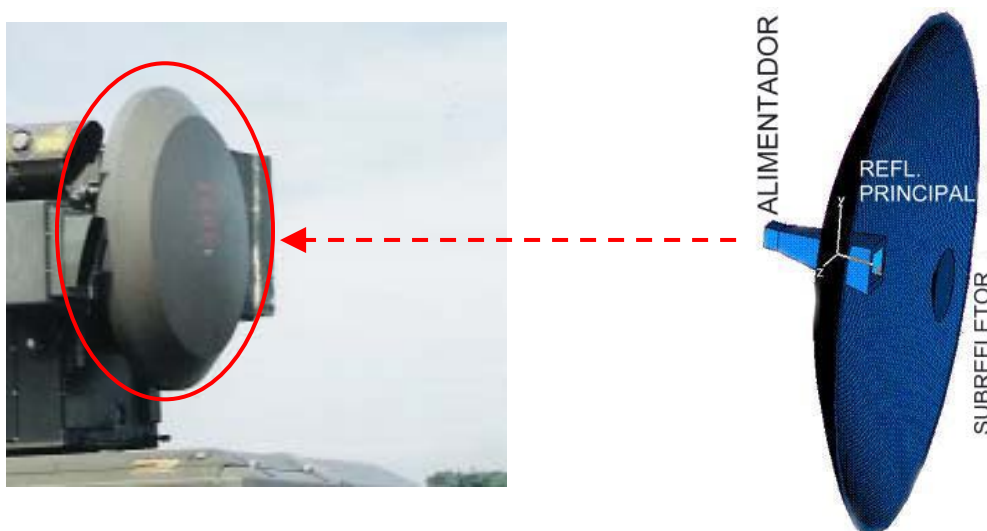



Figura 5.15 - (a)Radar de acompanhamento; (b) Esquema interno da antena [Disponível em: http://web.haystack.mit.edu/urei/tut5.html].

Os dados detalhados sobre o radar FILA são constantes do **Erro! A origem da referência não foi encontrada.**.

5.4 Características do Equipamento de Recepção

O conjunto de equipamentos de recepção consiste em uma antena corneta, cabos coaxiais e o equipamento de coleta e gravação de dados do Analisador de Espectro.

5.4.1 Antena Receptora

Foi utilizada uma antena receptora do tipo corneta piramidal da empresa M2SAT que trabalha na faixa de freqüências entre 8,2 e 12,4 GHz com largura de feixe (3dB) de 32° e ganho de 15dB, com as seguintes dimensões:

Altura – 6,5cm,

Largura – 9,0cm, e

Profundidade -10cm.

A Figura 5.16 apresenta a antena M2SAT utilizada nos ensaios.

Figura 5.16 - Detalhe da antena corneta piramidal utilizada nas medições.

5.4.2 Cabo coaxial e adaptadores

Foram utilizados adaptadores de baixas perdas da empresa Ruber and Suhner, modelo Sucoform SM-141-PE (50Ω) e cabos coaxiais de baixas perdas da empresa M2SAT.

A Figura 5.17 apresenta os cabos e a corneta utilizados nos ensaios.

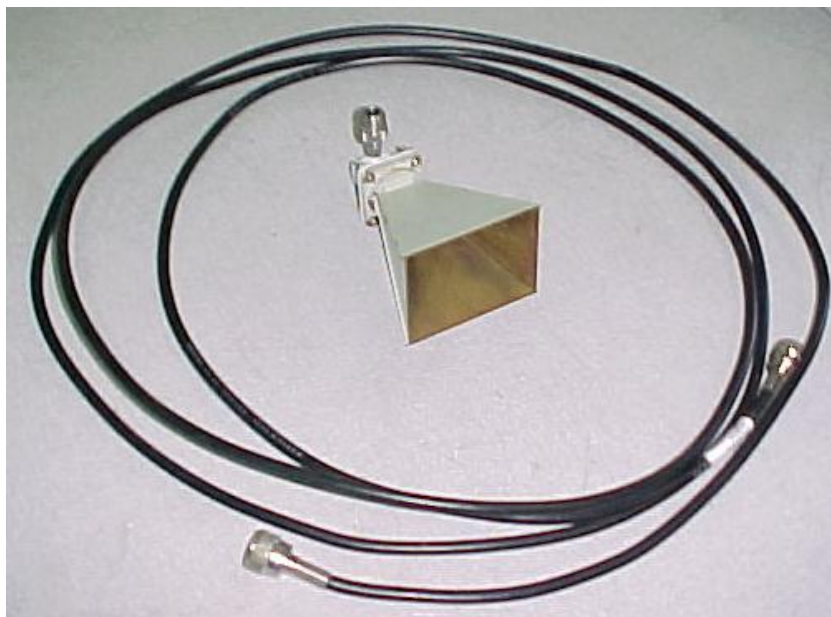



Figura 5.17 - Cabo coaxial e corneta utilizados nas medições.

5.4.3 Analisador de Espectro

O equipamento de coleta de dados, analisador de espectro da marca Agilent Technologies Série ESA-E modelo E4407B, operando nas freqüências entre 9kHz a 26,5GHz, com uma amplitude de 30dBm máximo na entrada e com sensibilidade de –106dBm [AGILENT, 2001].

A Figura 5.18 apresenta o analisador de espectro utilizado nos ensaios.

Figura 5.18 - Analisador de espectro da marca Agilent.

5.5 Características dos Alvos de Calibração

Placas planas de liga de alumínio 2024 com espessura de 2mm coladas a suportes de madeira para dar sustentação e planeza, conforme a Figura 5.19, foram usadas como fonte de calibração. Sendo três placas com as seguintes dimensões:

- 0,5mX0,5m,
- 1mX1m, e
- 1mX2m.

Figura 5.19 - Placa plana de alumínio utilizada como alvo de calibração.

5.6 Características do Alvo Complexo

5.6.1 Descrição

O Embraer 326GB XAVANTE, alvo da medição, recebeu a designação de AT-26 na FAB e é um avião monomotor de dois lugares, com asa semibaixa e trem de pouso triciclo escamoteável. O aparelho pode ser utilizado tanto como avião de treinamento quanto em sua versão armada, dispondo de seis pontos reforçados sob a asa para instalação de cargas bélicas. O avião é propulsado por um motor turbojato de fluxo axial [OT 1AT-26-1].

5.6.2 Dimensões da aeronave

As principais dimensões da aeronave AT-26 XAVANTE, conforme Figura 5.20 e Tabela 5.1, são as seguintes:

Tabela 5.1 - Dimensões da aeronave AT-26 XAVANTE [OT 1AT-26-1].

Envergadura da asa	**10,85m**	**35,60ft**
Comprimento da fuselagem	**10,67m**	**35,00ft**
Altura	**3,72m**	**12,20ft**

10,85m
3,72m
10,67m

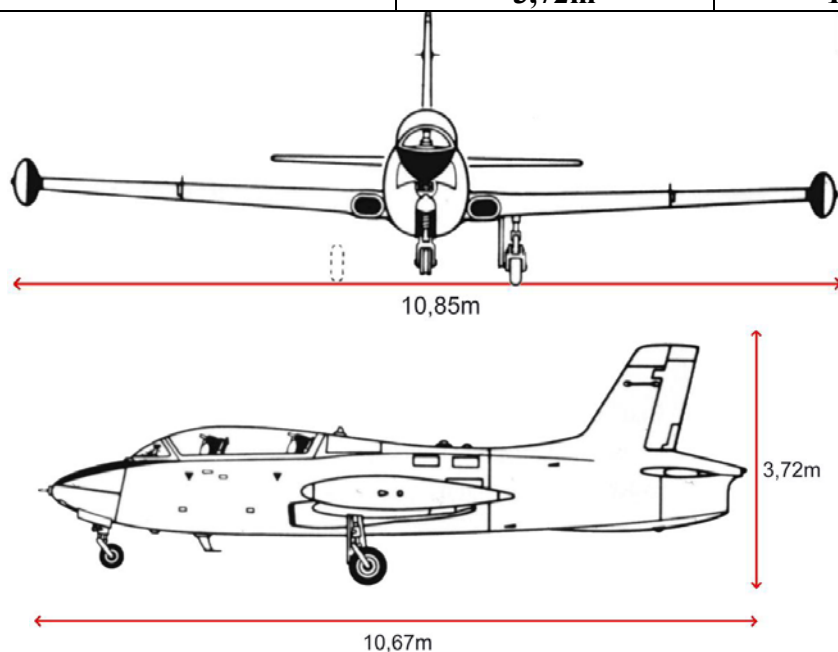



Figura 5.20 - Vista frontal e lateral da aeronave AT-26 [OT 1AT-26-1].

5.6.3 Peso bruto da aeronave

O peso bruto aproximado de decolagem da aeronave AT-26 XAVANTE é apresentado na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 - Peso bruto de decolagem da aeronave AT-26 XAVANTE [OT 1AT-26-1]..

Configuração de treinamento	**3.991kg**	**8.800lb**
Configuração armada de treinamento	**5.216kg**	**11.500lb**

5.7 Posicionador do Alvo

Foi utilizado um posicionador com variação em dois eixos, em azimute e em elevação de acionamento elétrico. Fabricado pela *Scientific Atlanta*, o modelo 53230B possui a capacidade máxima para uma carga de 10.000lb (4.500kg), com dimensões conforme Figura 5.21 [SCIENTIFIC ATLANTA, 1993].

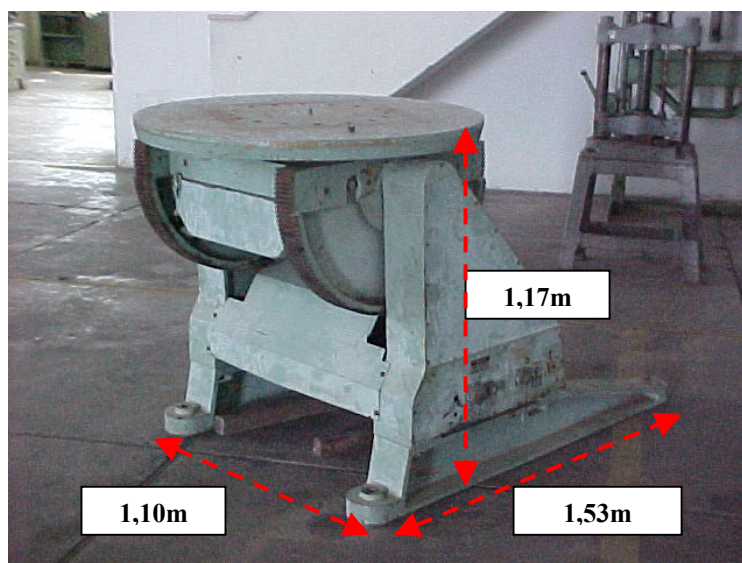



Figura 5.21 - Posicionador de alvo e suas dimensões.

5.8 Características dos Materiais de Controle de Reflexão

5.8.1 Anteparos

Um dos processos utilizados para o controle de reflexão no solo como foi visto nos itens 4.3.2.3.4 é a utilização de anteparos que permitam somente o caminho da onda eletromagnética do radar ao alvo e deste para o receptor. Esse dispositivo foi implementado durante as medições, sendo que os anteparos utilizados para este fim foram feitos do material conhecido comercialmente como Duratex (composto de madeira), contendo as seguintes dimensões: comprimento 1,22m e largura 2,75m, conforme Figura 5.22. A padronização das dimensões foi estabelecida com base nas referências do campo. A dimensão da placa que está na direção do comprimento do campo é o comprimento da placa e a que está disposta na

direção da largura do campo é a sua largura. A Figura 5.22 apresenta as dimensões dos anteparos.

Na campanha de medição **RCS II,** foram usados dois conjuntos de anteparos: um conjunto entre o radar e o alvo e o outro entre o alvo e o receptor. Os anteparos foram colocados na posição onde a incidência da onda reflete diretamente sobre o alvo (no caso do primeiro conjunto) ou sobre o receptor (no caso do segundo conjunto), tendo sido inclinado de tal modo que desvie a onda para cima.

A inclinação do anteparo é conseguida por meio de escoras ajustadas em altura para que o ângulo obtido seja o ideal para o desvio pretendido (detalhe na Figura 5.22).

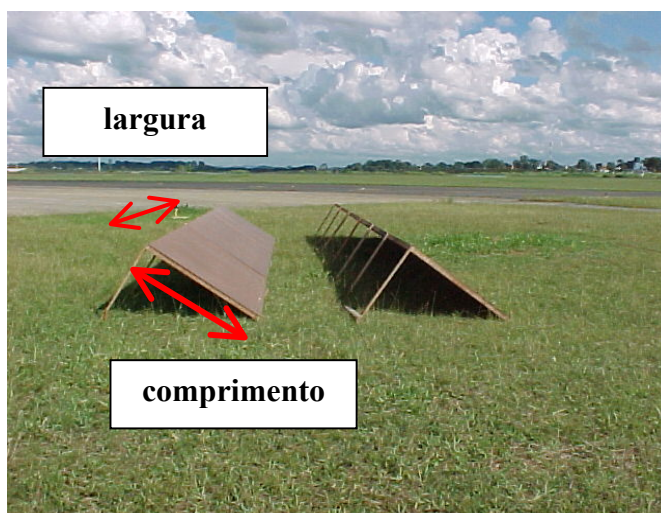



Figura 5.22 - Duas linhas de anteparos entre o alvo e o receptor.

Figura 5.23 - Duas linhas de anteparos entre o emissor e o alvo.

Apesar dos bons resultados obtidos, o Duratex ainda apresentava certa transparência à onda eletromagnética, tendo sido implementadas coberturas com tecido polimérico revestido com uma manta de alumínio, disponível comercialmente sob o nome de Dural Foil, para aumentar a refletividade dos anteparos, visando atender às orientações constantes na literatura (item 4.3.2.3.4) [SCHWERZ, 2004].

A cobertura de alumínio no Duratex não permitia a passagem da onda pelo material e a borda superior do anteparo foi revestida com material absorvedor no intuito reduzir a difração de borda.

As Figura 5.24 (a) e a Figura 5.24 (b) apresentam as alterações que o Duratex recebeu em virtude da campanha **RCS III**.

(a) **(b)**

Figura 5.24 - (a)Linhas de controle de reflexão de Duratex com alumínio; (b) Detalhe do absorvedor na borda.

5.8.2 Material absorvedor no controle das reflexões

A utilização do material absorvedor foi implementada com o objetivo de diminuir a reflexão indesejada, sendo a sua aplicação restrita à redução de influência do suporte do alvo (item 4.3.2.3.5) e a interação alvo-solo (item 4.3.2.3.6).

Os materiais absorvedores utilizados foram do tipo Eccosorb AN – 75 com 2,9mm de espessura (dividido em camadas), da empresa Emerson & Cuming Microwave Products, EUA e absorvedores piramidais, tipo EHP-8, da empresa RANTEC, EUA. Os absorvedores tiveram a capacidade de absorção medida em testes de laboratório e apresentaram de 15 a 20dB de atenuação na Banda X [DIAS, 2000].

A redução da influência do suporte do alvo foi obtida pela aplicação de MARE em camada (AN-75) e piramidais (EHP-8) em torno do suporte do alvo, de tal modo que o mesmo refletisse pouca energia incidente. A Figura 5.25 apresenta o posicionador do alvo atrás do material absorvedor.

(a) **(b)**

Figura 5.25 - (a) Material absorvedor envolvendo o posicionador de alvo; (b) Posicionador do alvo atrás do material absorvedor.

A interação entre o alvo e o solo foi reduzida recobrindo com absorvedores em camada (AN-75) e piramidais (EHP-8) a área de solo à frente da aeronave fazendo que a maior parte da energia que incidisse sobre a aeronave e se dirigisse para o solo fosse absorvida. A área cobria uma extensão de $20m^2$.

A Figura 5.26 apresenta a posição na qual os absorvedores foram dispostos em volta do alvo visando a redução da interação alvo-solo, bem como a posição dos anteparos e o material absorvedor no suporte do alvo.

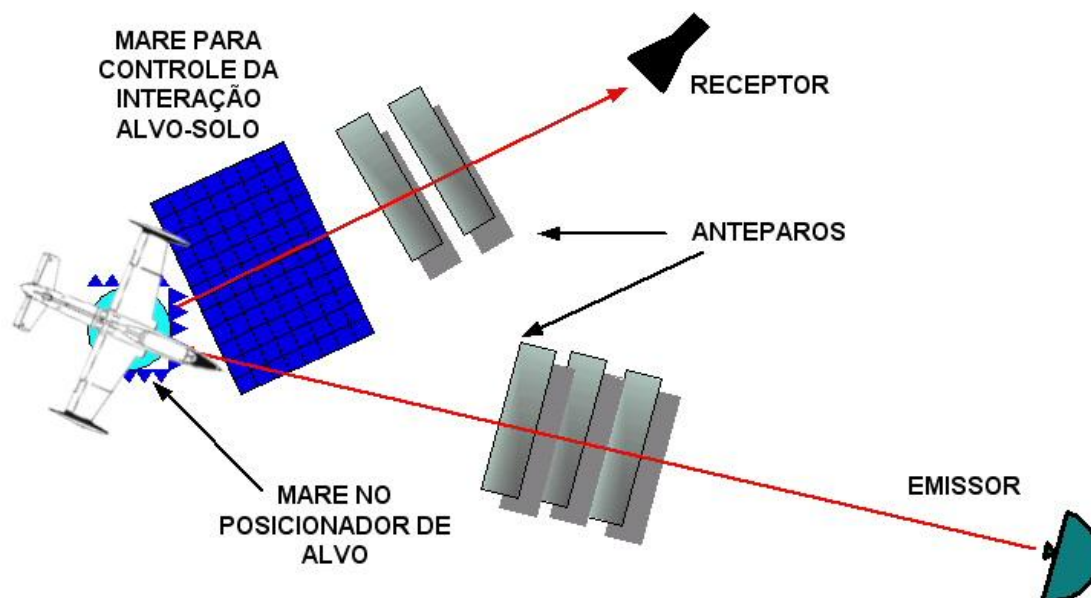



Figura 5.26 - Esquema de controle de reflexões.

5.9 Lab-Volt

O equipamento Lab-volt consiste em um sistema que repete em menor escala o funcionamento de um radar, possui diversos modos de treinamento e um específico para medição de Seção Reta Radar, o módulo de Seção Reta Radar, que se assemelha à medição em câmara anecóica. Trabalha numa freqüência fixa de 9,4 GHz e utiliza-se da variação Doppler do Alvo para compor a sua reflexão. O reflexo do fundo é subtraído do alvo e o valor de RCS é fornecido com base em processos de comparação com alvos simples de calibração. A Figura 5.27 apresenta o Lab-volt e o seu Módulo de Seção Reta Radar.

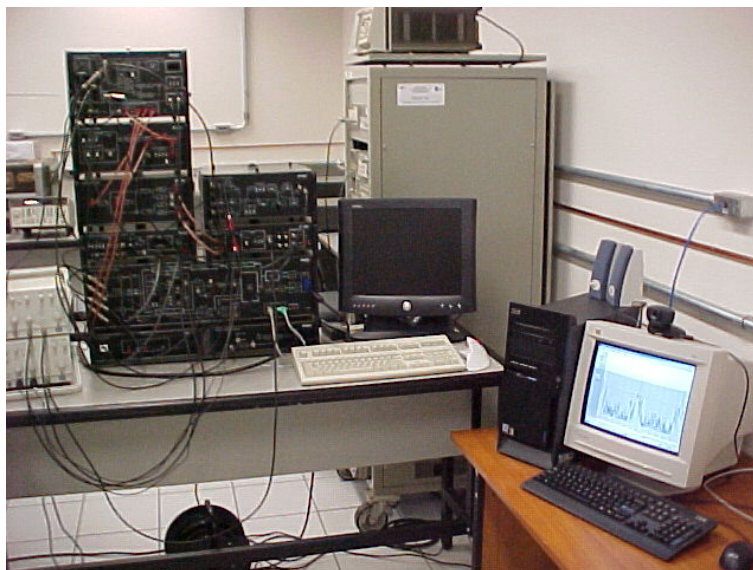



Figura 5.27 - Painel de controle do Lab-volt e interface para medição do módulo de Seção Reta Radar.

A medição de objetos complexos pode ser feita com modelos em escala que, apesar de não apresentarem detalhes que o alvo real teria, mostra as contribuições principais do objeto [JENN, 1995].

A Figura 5.28 apresenta a modelo em escala (1:50)da aeronave AT-26 Xavante sendo medido no Lab-volt e a Figura 5.29 o detalhe deste modelo.

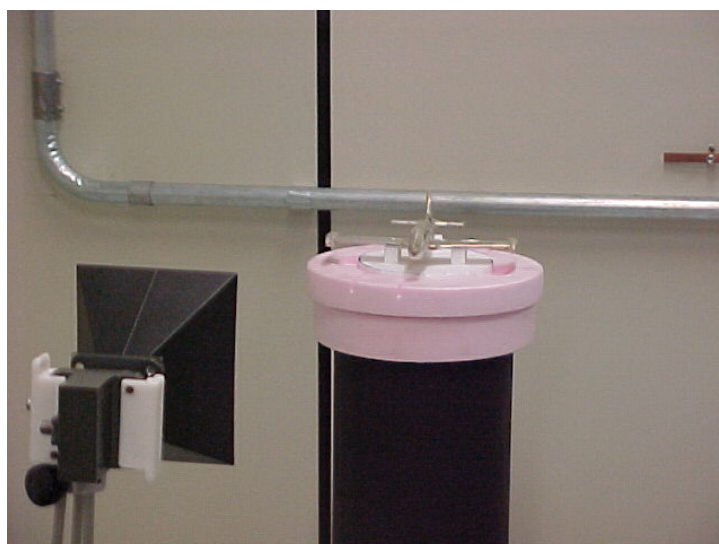



Figura 5.28 - Medição do modelo em escala (1:50) da aeronave AT-26 Xavante no equipamento Lab-volt.

Figura 5.29 - Detalhe do modelo em escala da aeronave AT-26 utilizado nas medições.

6 Resultados e Discussões

Os capítulos anteriores mostram que o conjunto que compõe um campo de medições de Seção Reta Radar em campo aberto requer a montagem de uma estrutura de grande porte e que nem por isso prescinde de um ajuste meticuloso de suas partes.

A terceira campanha de medição de RCS em campo aberto - **RCS III**, realizada no período de 25 de outubro a 05 de novembro de 2004 possibilitou a condução de experimentos cujos resultados são apresentados e discutidos neste capítulo. No começo de cada procedimento experimental, uma série de ações era adotada na preparação do campo de medição, que inclui desde a disposição dos equipamentos de grande porte ao acerto da inclinação dos anteparos de controle para as reflexões no solo.

Sendo assim, de maneira genérica, pode-se classificar as ações em preparação para as medições, procedimentos durante as medições e resultados gerados, cujos detalhes são agora apresentados.

6.1 PREPARAÇÃO PARA AS MEDIÇÕES

Pode-se dividir as ações para a preparação das medições em:

- preparação do emissor;
- preparação dos alvos (real e de calibração);
- preparação do material de controle das reflexões; e
- preparação do conjunto de recepção.

6.1.1 Preparação do Emissor

O radar EDT-FILA, emissor utilizado no campo de medições, era transportado todos os dias do seu local de pernoite até a posição de trabalho na Rosa-dos-Ventos. O translado do equipamento foi executado pela equipe de militares sob a subordinação do Oficial de Permanência Operacional (OPO).

O trajeto tinha origem no Hangar X-30 da Divisão de Ensaios em Vôo do CTA onde o EDT-FILA pernoitava, seguia pela pista do aeródromo e finalizava na Rosa-dos-Ventos, conforme a linha tracejada em azul na Figura 6.1. O equipamento era rebocado por um trator, enquanto os militares do Comando do Exército eram conduzidos por outra viatura até o seu destino final (Figura 6.2).

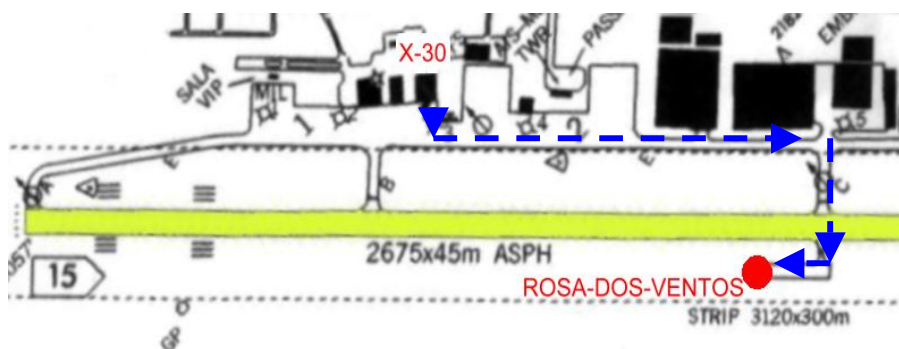



Figura 6.1 - Trajeto realizado pelo EDT-FILA.

Figura 6.2 - Posição de operação do EDT-FILA na Rosa-dos-Ventos.

No final do dia de operação, o equipamento era reconduzido ao seu local de pernoite.

6.1.2 Preparação dos Alvos

A preparação dos alvos pode ser dividida em duas partes: a preparação dos alvos de calibração e a preparação do alvo real.

6.1.2.1 Preparação dos Alvos de Calibração

Como apresentado no item 5.5, os alvos de calibração consistem em placas planas montadas sobre o posicionador do alvo, o mesmo usado para a aeronave (item 5.7).

A instalação segue a seguinte seqüência:

- transporte do alvo;
- colocação do alvo no suporte; e
- nivelamento do alvo.

A Figura 6.3 apresenta a placa plana sendo colocada a 90º. O certificado de calibração do nível digital usado nos nivelamentos dos alvos de referência encontra-se no APÊNDICE C.

Figura 6.3 - Nivelamento da placa plana a 90º.

O nivelamento da placa garante o perfeito alinhamento da reflexão do alvo com a antena.

6.1.2.2 Preparação do Alvo Real

A montagem do alvo real envolveu várias divisões do CTA, tendo seguido as seguintes fases:

6.1.2.2.1 Montagem da aeronave AT-26 Xavante

A chegada ao CTA do alvo complexo real, o AT-26 Xavante, FAB 4478 desativado das fileiras da aeronáutica, aconteceu no dia 8 de março de 2004. A montagem foi realizada pelo pessoal da Divisão de Operações Suprimento e Manutenção do CTA, especializado em estruturas de aeronaves, tendo sido finalizada em 12 de março de 2004.

As Figura 6.4(a) e (b) apresentam a chegada da aeronave 4478 e as Figura 6.5 (a) e (b) instantes da sua montagem.

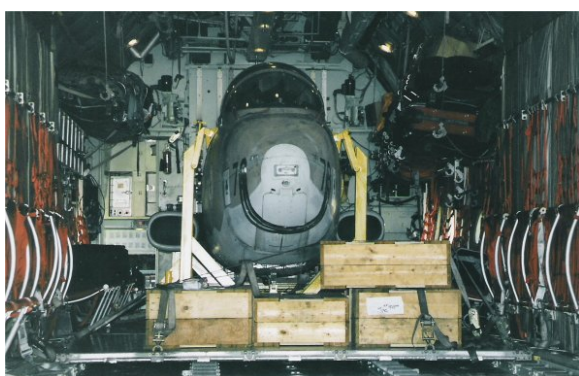



Figura 6.4 - (a) e (b) Chegada da aeronave AT-26 Xavante, FAB 4478 em 8 de março de 2004.

Figura 6.5 -(a) Início da montagem do Força Aérea Brasileira 4478 em 10 de março de 2004; (b) Término da montagem em 12 de março de 2004 no CTA.

6.1.2.2.2 Construção da interface ligando o posicionador do alvo à aeronave

O ajuste da aeronave ao posicionador (Figura 5.21) exigiu o projeto e a construção de uma interface, que foram viabilizados em parceria com a ASA, Divisão de Sistemas Aeronáuticos do IAE.

O projeto da interface aeronave-posicionador exigiu a medição da massa real da aeronave e a determinação de seu centro de gravidade, visto que, por ser uma aeronave desativada, não possuía motor nem assentos ejetáveis que poderiam modificar seu ponto de equilíbrio. A medição foi realizada pela AEV, Divisão de Ensaios em Vôo do IAE através da sua Seção de Metrologia, cujo relatório consta no APÊNDICE D.

De acordo com esse relatório a massa total da aeronave, destituída de motor e assentos, ficou em 2.112kg, sem alterar o seu centro de gravidade. De posse desta informação a equipe da ASA projetou e construiu uma interface resistente e compacta, de tal modo que não interferisse na reflexão da onda incidente sobre a aeronave.

A Figura 6.6 apresenta o momento em que a interface era testada quanto à sua instalação no posicionador. A Figura 6.7 corresponde à montagem da interface fixada na aeronave e na base rotatória.

Figura 6.6 - Teste de fixação da interface no posicionador.

Figura 6.7 - Detalhe da interface sobre o posicionador.

6.1.2.2.3 Construção da base de concreto para o posicionador de alvo

Uma base de concreto foi construída para sustentar com segurança o posicionador do alvo, a interface aeronave-posicionador e a própria aeronave. O projeto da base de concreto ficou ao cargo da Seção de Projetos da Divisão de Engenharia do CTA, com as dimensões de 1,5mX2mX1m, respectivamente largura, comprimento e altura.

A Figura 6.8 mostra o início da construção da base de concreto e a Figura 6.9, a base já finalizada.

Figura 6.8 - Início da construção da base de concreto em 26 de março de 2004.

Figura 6.9 - Base concretada em 29 de março de 2004.

6.1.2.2.4 Içamento da aeronave ao suporte

Apesar da aeronave Xavante utilizada nos ensaios apresentar um peso menor que o normal para este modelo (item 5.6.3 e 6.1.2.2.2), devido à falta do motor e assentos, houve a necessidade de um caminhão guindaste para o seu içamento sobre o posicionador. O alvo foi suspenso através de duas cintas com capacidade de 5.000kg cada uma, envolvendo a fuselagem em pontos à frente e atrás do seu centro de gravidade (linha da asa). As Figura 6.10 (a), (b), (c) e (d) apresentam a seqüência do içamento.

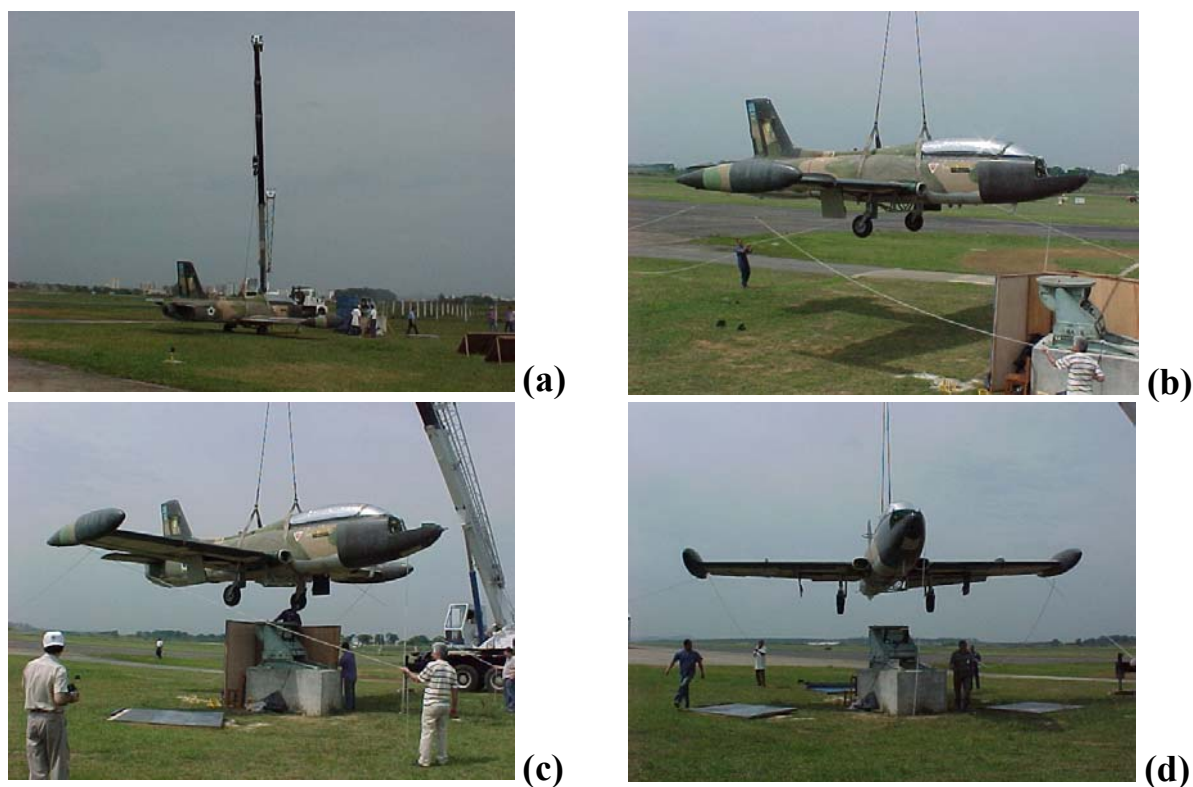



Figura 6.10 - (a), (b), (c) e (d) Diferentes momentos do içamento da aeronave AT-26 ao pedestal.

Após o assentamento da aeronave no posicionador, os técnicos da ASA ajustaram os pinos de segurança e parafusos de fixação da interface no posicionador do alvo, encerrando a fase de içamento da aeronave. Antes de se iniciarem os giros de teste do posicionador com a aeronave, o trem de pouso principal e a bequilha foram recolhidos pelos especialistas em hidráulica da DOSM/CTA.

6.1.2.2.5 Nivelamento da aeronave

Para o nivelamento da aeronave, houve necessidade de estabelecer uma condição operacional que permitisse o cálculo do ângulo entre a onda eletromagnética emitida pelo FILA e a aeronave. A Figura 6.11 ilustra a condição operacional selecionada.

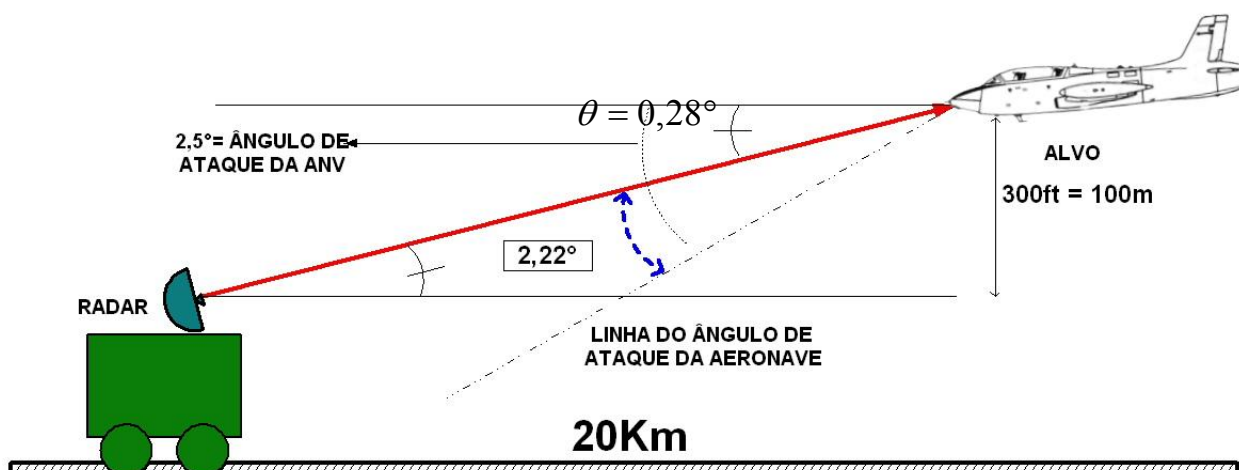



Figura 6.11 - Condição operacional arbitrada para o cálculo do ângulo de incidência da onda e do ângulo de ataque da aeronave.

A velocidade de emprego em combate da aeronave Xavante encontra-se em 300kt [BRASIL a] conforme o gráfico de ângulo de ataque da aeronave (APÊNDICE E), a partir de 200kt o ângulo de ataque é de 2,5°, sendo assim, considerando-se o equipamento radar EDT-FILA em sua distância de detecção máxima de 20km e a aeronave a 300ft (100m), altitude considerada segura por livrar todos os obstáculos no vôo, tem-se que o ângulo (θ) formado entre o apontamento do radar e o horizonte é dado por:

$$\tan\theta = \frac{100}{20.000} = 0,005 \therefore \theta = 0,28^{\circ} \qquad \textbf{(Eq. 6-1)}$$

Então, o ângulo formado entre a incidência da onda e o ângulo de ataque da aeronave é definido por:

$$2,5° - 0,28° = 2,22°$$

De modo a simular uma condição real, ou seja, para que a aeronave receba a onda eletromagnética no mesmo ângulo que receberia em uma exposição real deve-se aplicar uma diferença de **2,22°** entre a onda e a linha de ângulo de ataque da aeronave em teste no posicionador (aeronave estática). Aplicando-se esta diferença ao conjunto montado para as medições, ilustrado na Figura 6.12, tem-se:

Figura 6.12 - Ângulo de incidência emissor-alvo.

Considerando-se o ângulo (α) formado entre a linha horizontal e o radar, então:

$$\tan\alpha = \frac{13,1}{1197} = 0,01094 \therefore \alpha = 0,63^{\circ} \qquad \textbf{(Eq. 6-2)}$$

Então, para completar 2,22° é necessário baixar o nariz da aeronave (a picar) em:

$2,22° - 0,6° = 1,59°$

Ou seja, para que a aeronave atendesse à condição operacional criada, foi inclinada em $1,59° \cong 1,60°$. A Figura 6.13 apresenta a inclinação prevista no momento do seu ajuste.

Figura 6.13 - Gabarito de inclinação (barra vermelha) e detalhe do nível digital no valor previsto para as medições.

6.1.3 Preparação do Material de Controle das Reflexões

Como foi descrito no item 5.8.1, os materiais utilizados para o controle das reflexões indesejadas foram os anteparos de Duratex recobertos com tecido aluminizado e materiais absorvedores comerciais (da empresa Cuming) recobrindo o posicionador do alvo e o solo, de modo a reduzir as interações aeronave-posicionador e alvo-solo, respectivamente. Os dois últimos procedimentos tiveram as suas posições definidas, mas os anteparos sofrem alterações na sua posição e no seu número, em virtude de alterações na altura do alvo (considerando-se seu centro) e a largura do alvo.

O posicionamento dos anteparos foi calculado para que se interceptasse as reflexões no solo que pudessem atingir o alvo ou o receptor. Sendo assim, foram dispostos dois conjuntos de anteparos. O primeiro, que evitou as múltiplas reflexões entre o emissor e o alvo, e o segundo, que controlou as reflexões entre o alvo e o receptor.

6.1.3.1 Cálculo da Posição dos Anteparos

O cálculo para o posicionamento dos anteparos foi feito com base na Lei da Reflexão de *Snel,* na qual o ângulo de incidência é igual ao ângulo de reflexão [BALANIS, 1989]. A partir do esquema que representa a disposição implementada entre o alvo e o receptor, encontra-se a distância na qual o anteparo deve ser colocado.

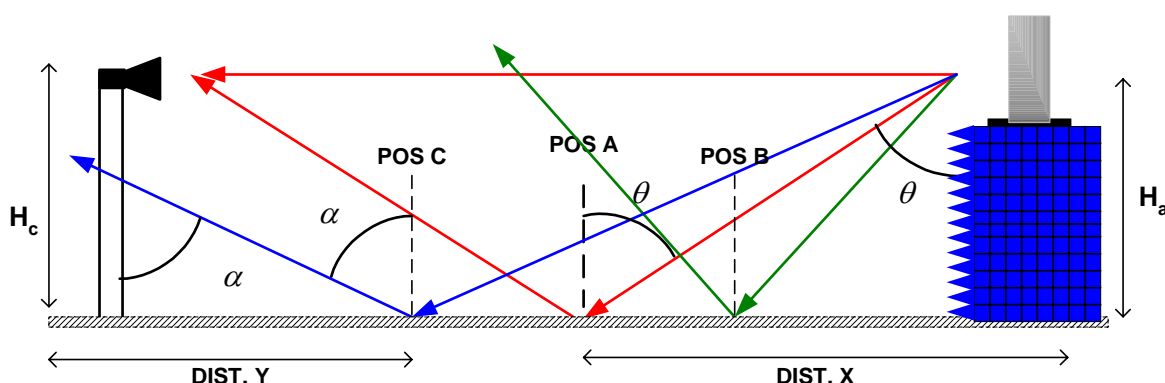



Figura 6.14 - Esquema de disposição dos anteparos de controle de reflexões indesejadas.

Sabendo-se que, quando ocorre a reflexão perfeita tem-se os ângulos de incidência e de reflexão iguais, como, por exemplo, na posição A (linha vermelha) da Figura 6.14, situada a uma distância X da base do alvo, tem-se que o ângulo θ, de incidência e de reflexão, pode ser encontrado através da relação:

$$tg\theta = \frac{X}{H_a} \qquad \textbf{(Eq. 6-3)}$$

Isto é válido porque θ é um ângulo alterno interno em relação ao ângulo de incidência sendo, portanto, idêntico. Considerando-se as alturas do alvo e do receptor sejam iguais (H_a=H_r), quando a posição A for a metade da distância total entre o alvo e o receptor a onda incidente, refletida do alvo para o solo, retornará para o receptor. Neste caso, é nesse ponto (pos. A) que deve-se concentrar esforços para anular a reflexão. A posição B ilustra uma posição na qual a reflexão não se dirige para o receptor, passando acima e a posição C apresenta uma posição onde a reflexão fica abaixo do receptor.

Neste caso avaliado, as alturas (alvo-receptor) são iguais (H_a=H_r), mas para a utilização prática deve-se considerar também as alturas do emissor e do alvo diferentes. Neste caso, considera-se a diferença entre as alturas para que a posição de chegada da reflexão no alvo seja encontrada.

6.1.3.2 Cálculo da Inclinação do Anteparo

A Figura 6.15 apresenta os detalhes da definição da inclinação que o anteparo deve possuir para que a energia da onda seja desviada para cima.

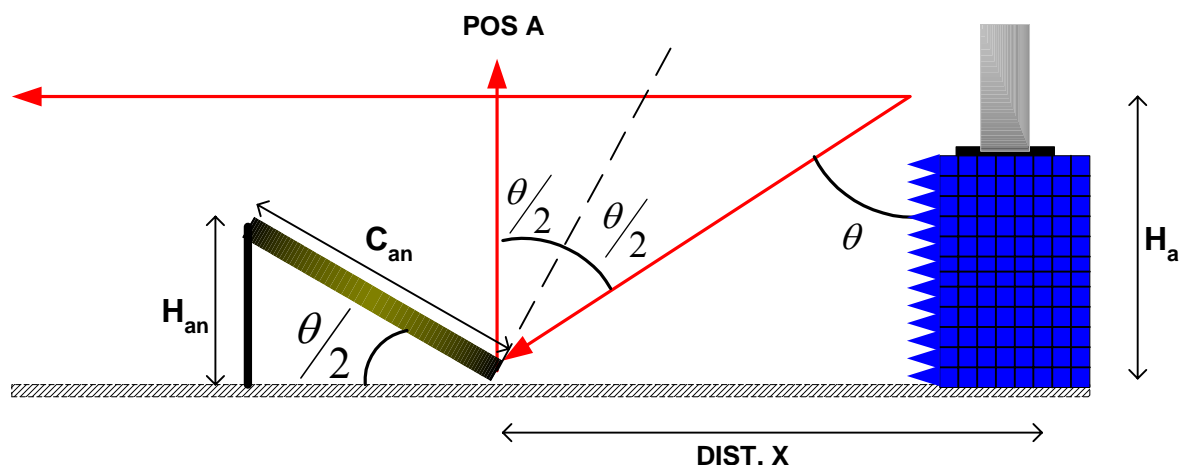



Figura 6.15 - Detalhe da inclinação e altura do anteparo.

Considerando-se, **θ/2 + θ/2 = θ** (sobre o anteparo) é alterno interno com $\theta = arctg\ X/H_a$, então, para que se tenha uma reflexão da onda para cima, deve-se inclinar o anteparo de **θ/2**, já que pela lei de Snell os ângulos de incidência e de reflexão sobre o anteparo refletor são iguais. Para que se tenha **θ/2** na inclinação do anteparo, a sua altura $\mathbf{H_{an}}$ é definida como:

$$\theta = \arctan \frac{X}{H_a}$$

$$sen\left(\frac{\theta}{2}\right) = \frac{H_{an}}{C_{an}} \therefore H_{an} = sen\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot C_{an} \quad \textbf{(Eq. 6-4)}$$

Sendo: $\mathbf{C_{an} = 1{,}22m}$ o comprimento do anteparo, conforme item 5.8.1.

A proposta implementada seguiu os modelos anteriormente debatidos e presentes na literatura disponível [KNOTT, 1993] e [EVANS, 1990]. O próximo capítulo analisa os resultados desse dispositivo montado para o controle das emissões eletromagnéticas em medições de RCS em campo aberto.

6.1.3.3 Cálculo da Largura dos Anteparos

O cálculo da largura dos anteparos, ou seja, a quantidade de anteparos que é colocada lado a lado para que o controle das reflexões seja conseguido depende da largura do alvo. A Figura 6.16 demonstra a diferença entre a largura dos anteparos para as medições da aeronave e da placa, que deve cobrir a largura do feixe da onda eletromagnética.

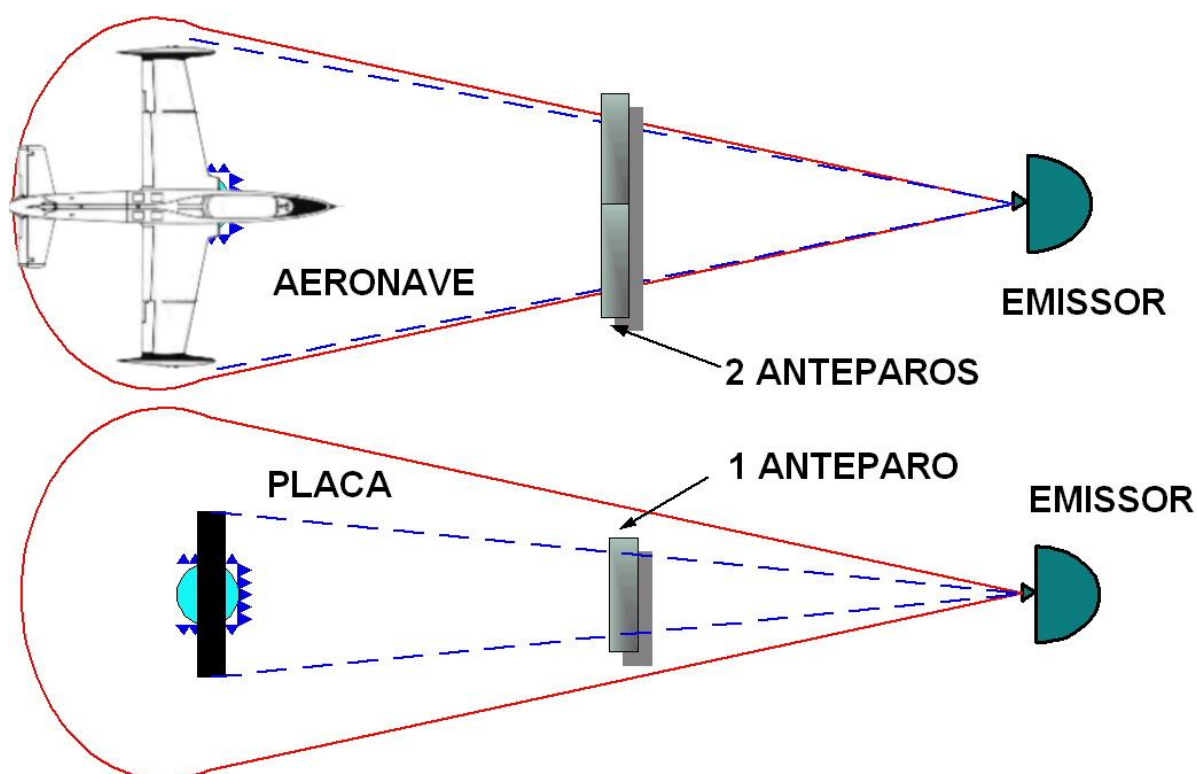



Figura 6.16 - Largura dos anteparos para as medições da aeronave e da placa

A partir da Figura 6.16 pode-se melhor compreender a importância da largura dos anteparos na medição de RCS. A Figura 6.17 apresenta os parâmetros de cálculo para a largura dos anteparos.

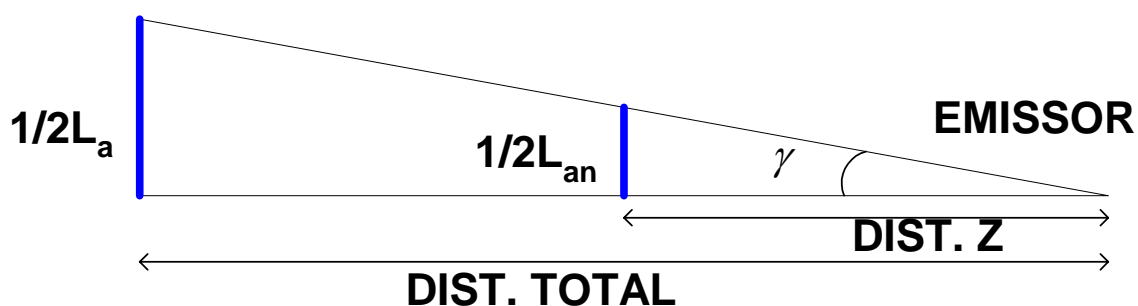



Figura 6.17 - Cálculo da largura dos anteparos.

Sendo **γ** a metade do ângulo do raio que sai do emissor e passa nas extremidades do alvo**,** $\mathbf{L_a}$ a largura do alvo e $\mathbf{L_{an}}$ a largura dos anteparos (o que se procura) e conhecendo-se a distância total e a distância **z**, definida como a posição do anteparo, tem-se:

$$tg\gamma = \frac{\frac{1}{2} L_a}{Dist.total}$$ **(Eq. 6-5)**

Como,

$$tg\gamma = \frac{\frac{1}{2} L_{an}}{z}$$ **(Eq. 6-6)**

Então:

$$L_{an} = 2 \cdot z \cdot tg\gamma$$ **(Eq. 6-7)**

Sendo assim, define-se a largura mínima $\mathbf{L_{an}}$ que os anteparos devem possuir para cobrir o feixe do radar em relação à largura do alvo.

A quantidade de anteparos a serem colocados lado a lado é obtida pela divisão de $\mathbf{L_{an}}$ com **2,75m** que é a largura da placa de Duratex recoberta de alumínio, conforme item 5.8.1.

6.1.3.4 Coeficiente de Reflexão do Solo

O controle de reflexão de um campo de medições depende do coeficiente de reflexão do solo e se torna mais complexo quanto maior a irregularidade e heterogeneidade do terreno. Na área utilizada para as medições existem vários tipos de terreno, tais como: terra, asfalto, grama e concreto (Figura 5.1). O gráfico da Figura 6.18 apresenta o coeficiente de reflexão da onda eletromagnética em função do ângulo de incidência no sistema onde há uma camada de agregado ($\boldsymbol{\varepsilon_r}$**=4**) sob uma camada de asfalto ($\boldsymbol{\varepsilon_r}$**=2,8**), com polarização vertical

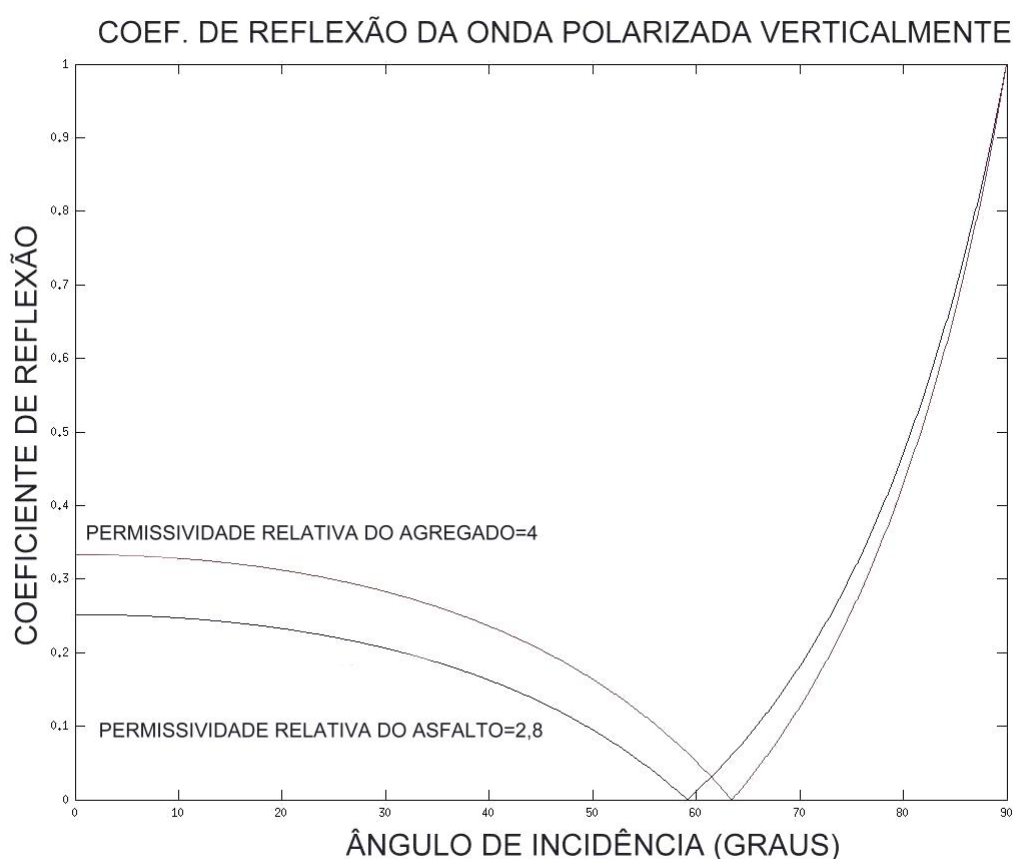



Figura 6.18 - Coeficiente de reflexão do asfalto e agregado para a onda polarizada paralelamente (vertical) [SUBEDI e CHATTERJEE, 1993].

A partir da análise desses resultados que mostram a variação do coeficiente de reflexão em função do ângulo de incidência da radiação, optou-se por aumentar o número de linhas de anteparos utilizados, não apenas para a posição de reflexão principal, mas também antes e depois desta.

6.1.4 Preparação do Conjunto de Recepção

Ao lado da montagem do analisador de espectro e sua conexão à antena, o ajuste desta antena e o seu alinhamento são de vital importância. A preparação do conjunto de recepção é um complemento ao nivelamento dos alvos (item 6.1.2), visto que, desse alinhamento

emissor-alvo-receptor provêm a segurança de que a maior parte da energia que incide nos alvos refletirá especularmente na antena receptora.

Como descrito em 6.1.2.2.5, o ângulo entre o emissor e o alvo foi calculado em **0,63°**. Este valor pode indicar uma compensação na inclinação das placas. No entanto, experimentos de alinhamento da antena realizados durante os ensaios, notou-se o contrário. O experimento de alinhamento da antena seguiu o procedimento detalhado a seguir.

Encontrou-se o ponto de reflexão especular máximo das placas planas que corresponde à metade do ângulo biestático, ou seja, $\frac{69{,}5°}{2} = 34{,}75°$ (Figura 5.14) e este ângulo é indicado pela máxima aparição da envoltória da onda, conforme a Figura 6.19.

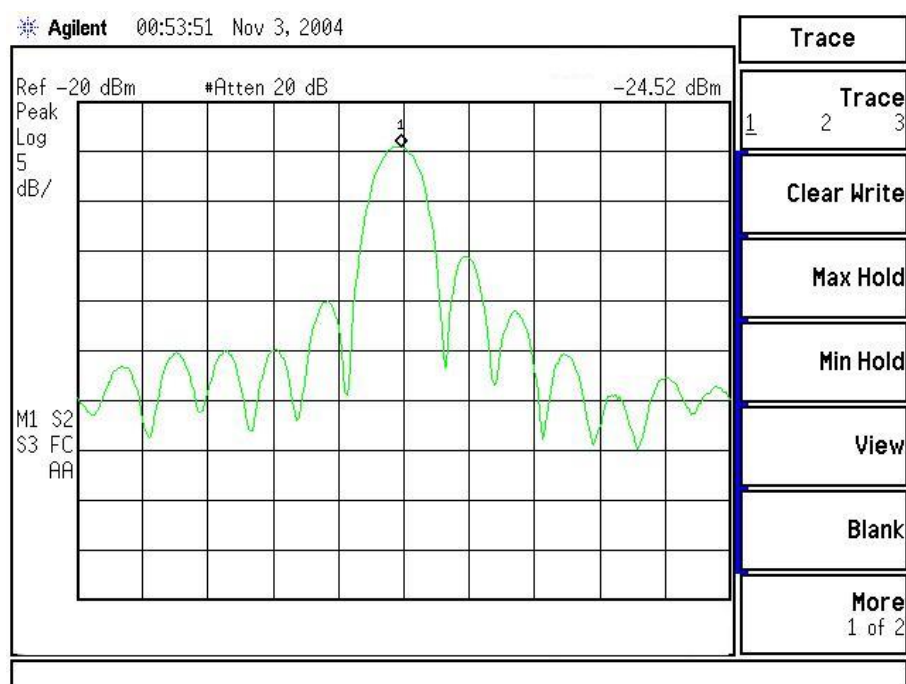



Figura 6.19 - Envoltória da onda na posição de máxima reflexão de uma placa plana.

Tendo encontrado o sinal máximo de reflexão testou-se variações na antena que pudessem fazer o sinal ser reduzido (Figura 6.20), ou seja, quais os erros na antena que afetariam o sinal e o constatado foi:

- inclinando-se a antena no plano vertical em direção ao alvo ou afastando-a do alvo, somente a partir de 2° de inclinação ocorria a diminuição no sinal;

- girando-se a antena no plano horizontal somente a partir de 10° fora do eixo é que o sinal diminuía; e
- subindo e descendo a antena verticalmente somente a partir de um deslocamento de 30cm é que o sinal diminuía.

Sendo assim, deduziu-se que a variação de 0,63° da diferença de nível entre emissor e alvo não iria prejudicar as medidas. Confirmou-se essa assertiva compensando os 0,63° vindo de cima ajustando-se o alvo em 0,63° para trás, mas o resultado das reflexões foi o mesmo.

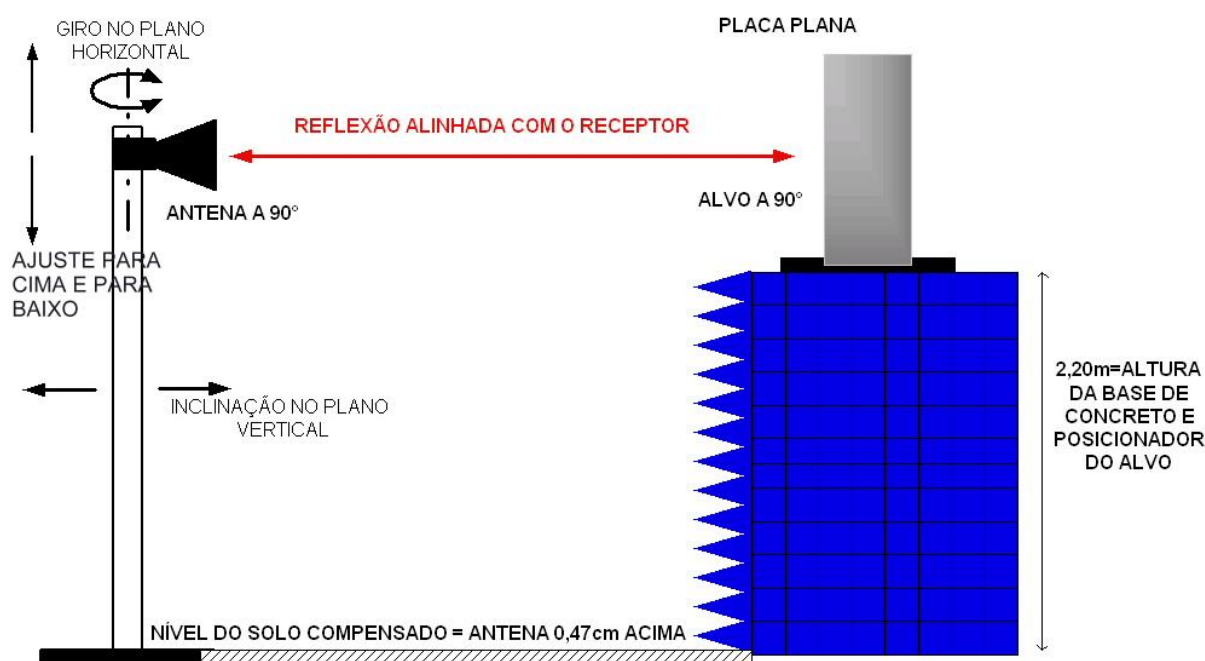



Figura 6.20 - Esquema de ajuste do sistema de recepção.

No entanto, em relação ao alinhamento alvo-receptor manteve-se o cuidado do alinhamento, primeiro compensando-se a diferença de altura dos terrenos, pois a base da antena está 0,47cm acima da base de concreto, como pode-se verificar pelas alturas na Figura 5.14. Em seguida o centro da antena receptora foi apontada para o centro do alvo, bem como ambos foram nivelados a 90°, como apresentado na Figura 6.3.

Sendo assim, estando os componentes no mesmo nível horizontal, bem como paralelos entre si, obteve-se a reflexão especular máxima das placas sobre a antena receptora.

6.2 Atividades Durante os Ensaios

A relação de atividades realizadas durante os ensaios consistiram em uma lista de verificações que foram seguidas no intuito de agilizar as medições, economizar meios (o EDT-FILA funciona com gerador movido à gasolina) e manter a segurança dos ensaios.

Os procedimentos foram assim definidos:

- **pronto da equipe de coleta de dados**. O operador do analisador de espectro informava estar com os equipamentos prontos para a coleta de dados. O tempo de aquisição estava ajustado para 120s.
- **início da rotação do alvo**. Iniciava-se a rotação do alvo aumentando-se gradualmente a velocidade do posicionador até ser atingida 1 volta (360°) em 120s.
- **pronto do emissor**. Confirmação via rádio VHF se o emissor estava pronto para o início da transmissão e se o alvo era visualizado no seu sistema óptico. Se as respostas eram positivas dava-se o início da emissão da onda eletromagnética sobre o alvo.
- **início da gravação dos dados**. Tendo sido iniciada a emissão ocorria o início da aquisição dos dados quando o alvo passasse na posição prevista para início das gravações.
- **término da gravação dos dados**. Passados 120s, encerrava-se a medição, determinando o nome a ser salvo para o arquivo adquirido.
- **encerramento da emissão**. Se não houvesse outra medição na seqüência da anterior ou se houvesse a necessidade de transitar pela área do alvo, era feito contato via rádio para a interrupção da emissão da onda eletromagnética.

A Figura 6.21 ilustra a saída da célula radar do emissor e o seu envio na direção do alvo. A Figura 6.22 apresenta o comportamento da célula radar a partir da saída do emissor, sua interação com o alvo e a captura do reflexo da onda pelo receptor.

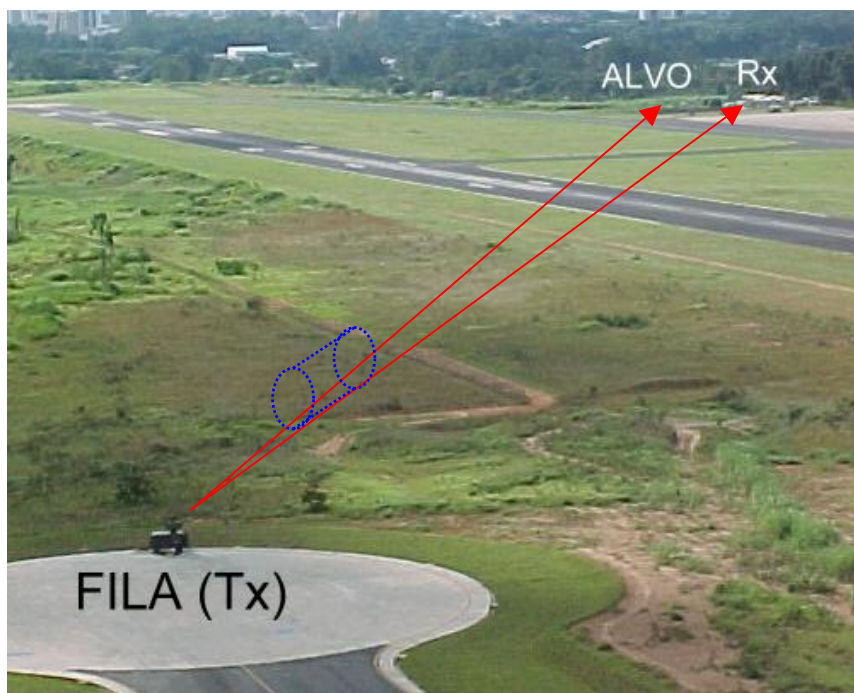



Figura 6.21 - Célula radar saindo do emissor na direção do alvo

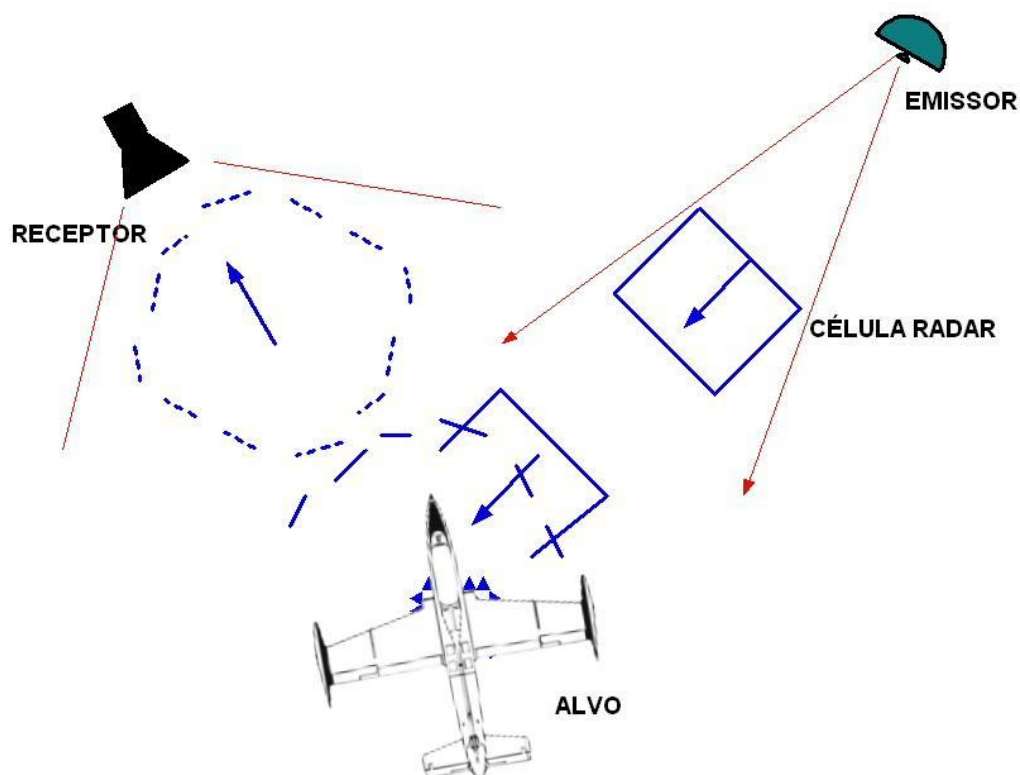



Figura 6.22 - Alvo complexo sendo envolvido pela celular radar.

O resultado da medição era apresentado no monitor do analisador de espectro que sendo posteriormente tratados através do software *Origin*. A Figura 6.23 apresenta o diagrama da medição placa plana de 2mX1m na tela do analisador de espectro.

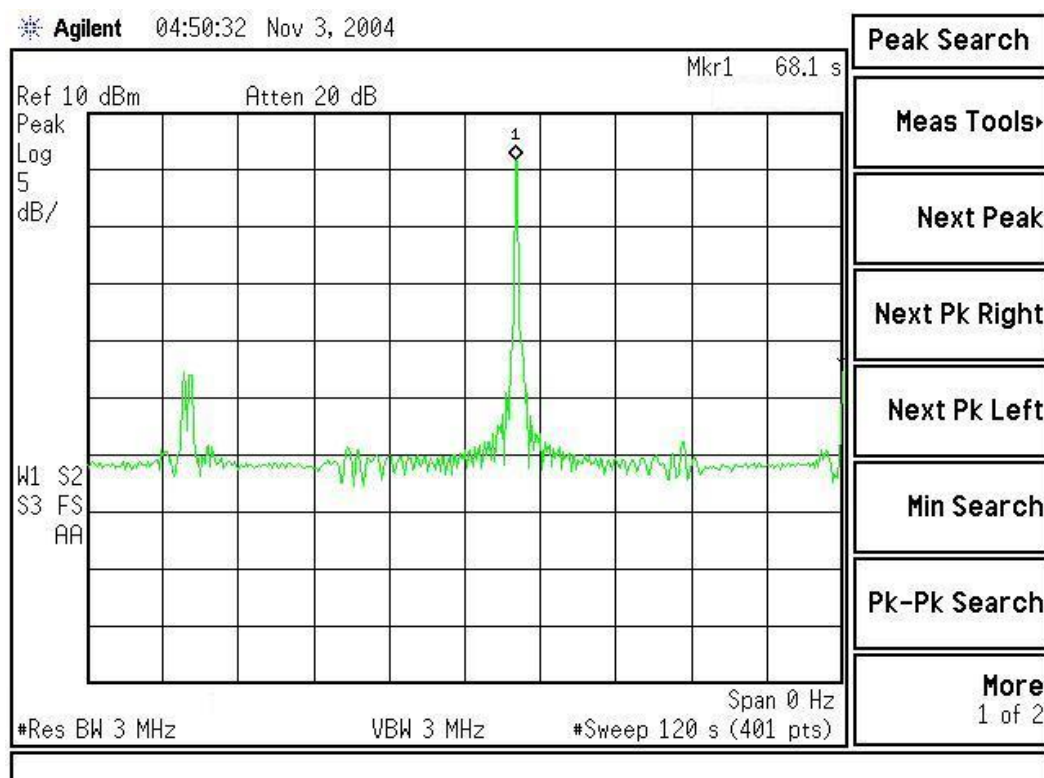



Figura 6.23 - Exemplo da medição placa plana de 2mX1m.

6.3 Avaliação do Sistema Proposto

6.3.1 Avaliação do Ruído

A medição de ruído implementada compreendeu o controle de reflexões indesejadas na recepção. O controle do ruído ambiental iniciou-se com um estudo sobre quais os obstáculos na área de medição que poderiam espalhar na direção do receptor. O feixe radar cria na área do alvo uma região com 25m de raio que é constantemente iluminado pela sua energia.

Sendo assim, estabeleceu-se os pontos de maior preocupação:

- Cerca metálica atrás do posicionador do alvo. e
- Posicionador do alvo.

A Figura 6.24 apresenta a área do alvo onde observa-se o suporte do alvo sem o MARE e a cerca metálica imediatamente atrás do alvo.

Figura 6.24 - Área do alvo e obstáculos iluminados pelo feixe radar.

A cerca metálica atrás do alvo aparentava um grande espalhador na área de medições.

A Figura 6.25 apresenta a cerca e o detalhe da sua malha, com dimensões de 6cmX6cm.

Figura 6.25 - Cerca metálica e detalhe da sua malha.

Na campanha **RCS II** (12 a 28 de abril de 2004) foram testados painéis de madeira que tinham o objetivo de desviar a onda eletromagnética incidente para cima de tal modo que não houvesse nenhum retorno para o receptor. Esses obstáculos eram feitos com o mesmo material Duratex dos anteparos de controle das reflexões de solo (item 5.8.1) tendo as seguintes dimensões: comprimento 1,22m e largura 2,75m. Estes painéis de madeira foram dispostos de tal modo que cobrissem a área traseira do alvo. A Figura 6.26 apresenta a disposição dos painéis sobre a cerca.

Figura 6.26 - Detalhe dos obstáculos de Duratex cobrindo a cerca.

A disposição dos materiais para controle da reflexão gerada pelo posicionador do alvo foi descrita detalhadamente no item 5.8 do Capítulo de Materiais e Métodos. A medição do espalhamento provocado por esses pontos de maior preocupação seguiu a seguinte seqüência:

menor sinal ambiente sem emissão do radar;

- 1 - menor sinal ambiente sem emissão do radar;
- 2 - radar emitindo sobre a área do alvo sem cobertura na cerca e sem MARE no suporte do alvo;
- 3 - radar emitindo sobre área do alvo, suporte do alvo com MARE; e
- 4 - radar emitindo sobre área do alvo, suporte do alvo com MARE e com anteparos na cerca.

A leitura do nível de potência com o radar FILA desligado foi igual a **-59,5dBm**.

A leitura sem os absorvedores no suporte do alvo e sem a cobertura da cerca com o radar FILA ligado apresentou um valor médio de –**27,12dBm**.

O primeiro aparato a ser medido foi o **suporte do alvo** envolto em materiais absorvedores apresentando um valor de **–28,60dBm**, ou seja, uma diminuição média de **1,4dBm.**

O segundo aparato a ser incluído foram os tapumes de redução do espalhamento provocado pela cerca posicionada atrás do alvo.

De maneira diversa do esperado ao invés de diminuir o ruído de fundo a cobertura fez com que o mesmo crescesse. Se o nível de ruído antes da colocação do tapume era (-28,60dBm) após a colocação passou a ser em média -26,31dBm, uma perda de **2,29dBm.**

As variações encontradas podem ser comparadas na Figura 6.27.

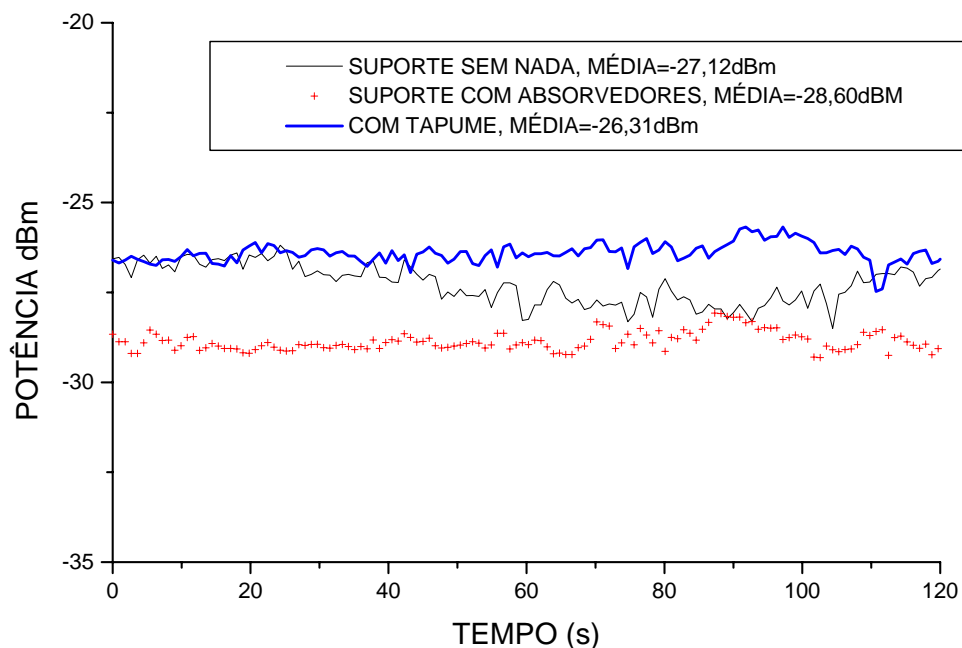



Figura 6.27 - Gráfico de variação do ruído de fundo com os procedimentos implementados.

O aumento do ruído com a presença do material na cerca, obrigou a um estudo mais detalhado sobre o ângulo de incidência da onda sobre o Duratex. Constatou-se que o ângulo de chegada da onda favorecia a reflexão do Duratex, aumentando o ruído [SCHWERZ, 2004b]. Estes resultados fizeram com que fosse desconsiderada a utilização destes materiais recobrindo a cerca, mas confirmando a necessidade de se cobrir o suporte do alvo com MARE.

6.3.2 Controle das Reflexões

Como descrito no item 5.8, o controle de reflexões indesejadas que poderiam interferir destrutivamente na onda incidente sobre o alvo e o espalhamento deste alvo até o receptor foi realizado através de anteparos de Duratex recobertos com tecido aluminizado. Esses anteparos foram dispostos em pontos estratégicos no campo de medição.

A avaliação da eficiência dos anteparos foi realizada com as medidas da placa plana de referência (0,5mX0,5m). As medições foram realizadas na seqüência abaixo:objetivando observar os resultados que a utilização dos meios de controle de reflexão proporcionaram na leitura dos gráficos dos alvos. Sendo assim, seguiu-se a seguinte seqüência de medições, cuja montagem é esclarecida pelo esquema da Figura 6.28.

- 1 - placa no suporte do alvo recoberto por MARE; (conjunto **a)** da Figura 6.28)
- 2 - placa no suporte do alvo recoberto por MARE e linha de anteparos da reflexão principal entre alvo e receptor; (conjuntos **a)** e **b)** da Figura 6.28);
- 3 - placa no suporte do alvo recoberto por MARE e três linhas de anteparos (a principal e outras duas) entre alvo e receptor; (conjuntos **a)** e **c)** da Figura 6.28)
- 4 - placa no suporte do alvo recoberto por MARE e conjunto de anteparos completo. Um conjunto (a linha principal e outras duas) entre o emissor e o alvo e o outro conjunto (a linha principal e outras duas) entre o alvo e receptor; (conjuntos **a)**, **c)** e **d)** da Figura 6.28)

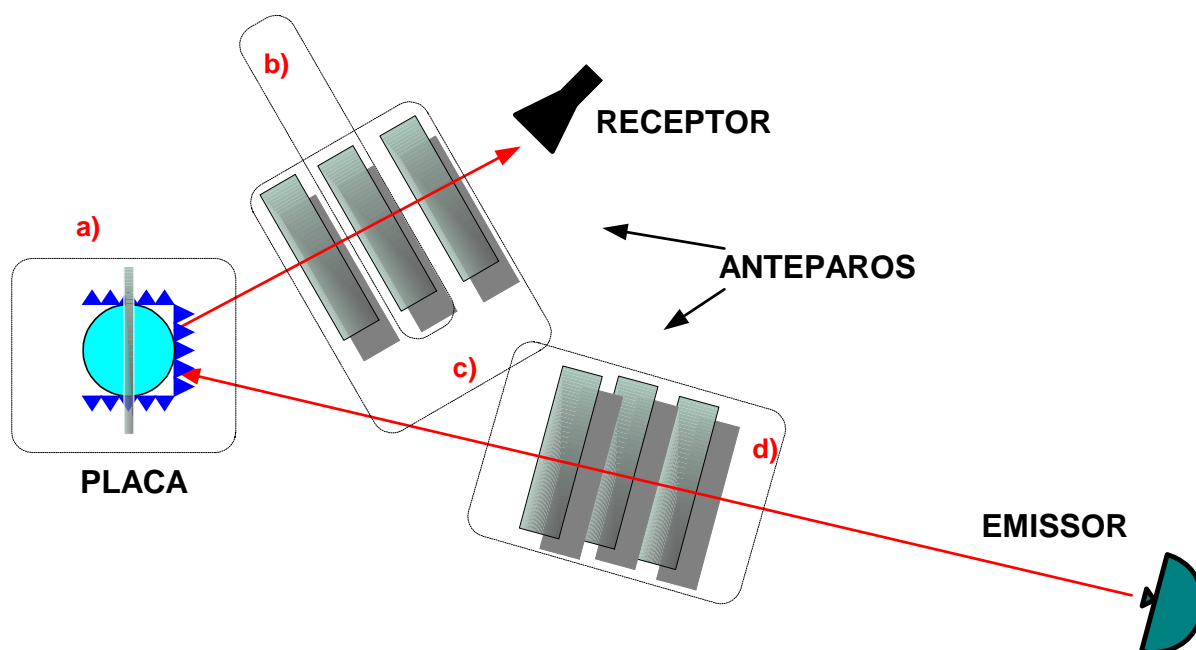



Figura 6.28 - Seqüência de montagem dos conjuntos de controle de reflexão do solo.

A Figura 6.29 apresenta a comparação dos resultados das medições da placa plana 0,5mX0,5m.

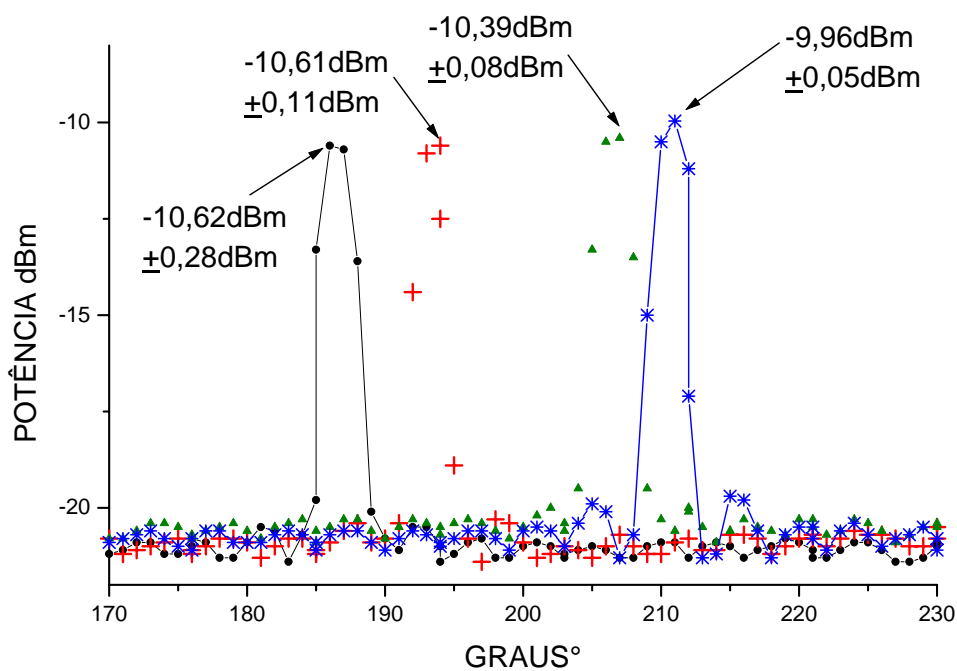



Figura 6.29 - Variação do sinal (potência) da placa em função do ângulo de aspecto, como um controle das reflexões.

É possível observar o nítido crescimento do sinal da primeira linha de anteparos até o conjunto completo de medições, da esquerda para a direita na Figura 6.29.

A primeira medição (conjunto **a)**) apresenta como resultado médio -10,62 ± 0,28 dBm, a segunda medição (conjuntos **a)** e **b)**) mostra que a proposição avaliada praticamente não trouxe benefícios ficando o valor médio do resultado em -10,61 ± 0,11dBm. A terceira medição (conjuntos **a)** e **c)**) mostra uma ligeira tendência de melhorar o controle dos ruídos (-10,39 ± 0,08dBm). Com o acréscimo das demais linhas de refletores entre o alvo e o receptor e finalizando com o conjunto completo (conjuntos **a)**, **c)** e **d)**) determina-se um valor médio de -10±0,05dBm. Vale mencionar que o desvio observado em todas as medições com o conjunto de controle de reflexões completo foi de ± **0,05dBm,** valores considerados baixos, mesmo para câmaras anecóicas.

Sendo assim, nota-se o acréscimo de -10dBm - (-10,62dBm) = **0,62dBm** que é a diferença do pico da placa plana com e sem o controle das reflexões.

Esta diferença (0,62dBm) pode parecer pouco significativa quando comparada ao valor de pico que a placa exibe, mas a análise da Figura 6.29 mostra que para a última configuração os lóbulos secundários ficam mais bem definidos possibilitando caracterizar detalhadamente o objeto sob medição, ou seja, a envoltória da curva de refletividade apresenta melhor resolução.

Cabe ressaltar que é o conjunto completo que será utilizado na medição dos alvos de calibração e complexo, sendo o teste com os demais conjuntos utilizado para se comprovar a diminuição das variações dos reflexos do alvo.

6.3.3 Posicionamento das Placas Planas

6.3.3.1 Dificuldade de Apontamento

A utilização de placas planas para a calibração de campos de medição denota a facilidade da sua montagem, não prescindindo de uma montagem cuidadosa para as medições. A superfície plana do material perfeitamente condutor conduz a onda em uma reflexão especular, concentrando a sua energia [RUCK, 1970]. Atentando para esta característica é que devem recair os cuidados na sua utilização, pois qualquer descuido no apontamento descrito no item 6.1.2.1 (Preparação dos Alvos de Calibração), pode levar a um erro nas medidas.

Entre as placas planas disponíveis, 0,5mX0,5m, 1mX1m e 2mX1m, a que apresentou o menor desvio de apontamento foi a placa de 0,5mX0,5m, tendo apresentado um desvio de ±0,05dBm que pode ser comprovado pela Figura 6.30 que apresenta a variação de sete medições da placa de menor dimensão, enquanto a variação da placa de 2mX1m foi de ±0,5dBm e da placa de 1mX1m de ±0,2dBm.

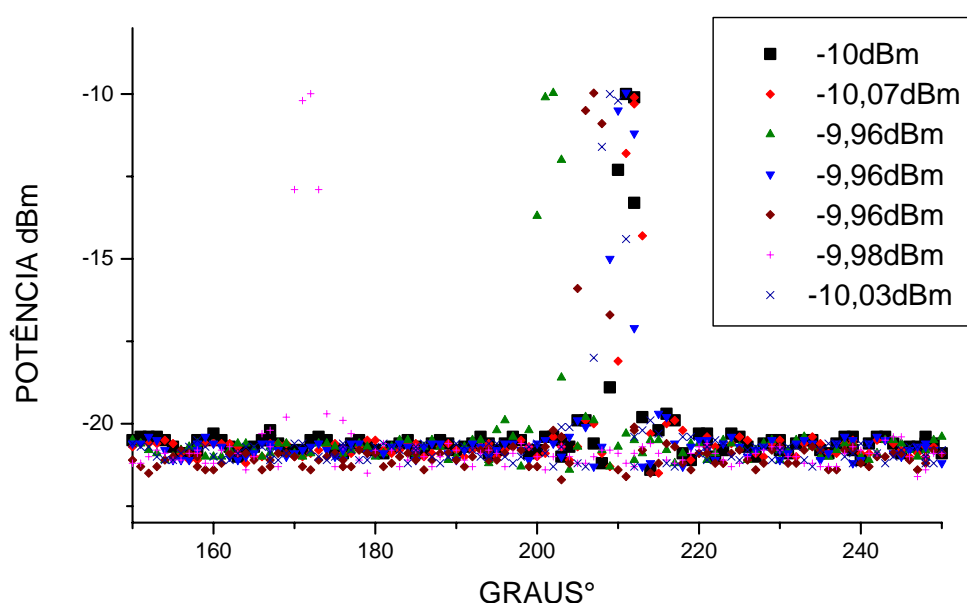



Figura 6.30 - Curvas de refletividade das placas planas de 0,5mX0,5m em função do ângulo de aspecto.

Uma comparação entre o espalhamento das placas permite compreender como o apontamento pode influenciar esta oscilação e explicar a pequena variação apresentada pela placa menor. A Figura 6.31 apresenta o resultado de uma simulação feita no programa *Matlab,* na qual foram inseridas as dimensões das placas usadas como alvo de calibração, bem como as condições empregadas na experiência real. O resultado apresenta a diferença de concentração de energia das placas menores para as maiores. Nota-se que as placas maiores têm a energia concentrada em numa faixa de ângulo menor que as demais, ou seja, uma certa variação de ângulo será melhor percebida nas placas maiores do que nas placas menores.

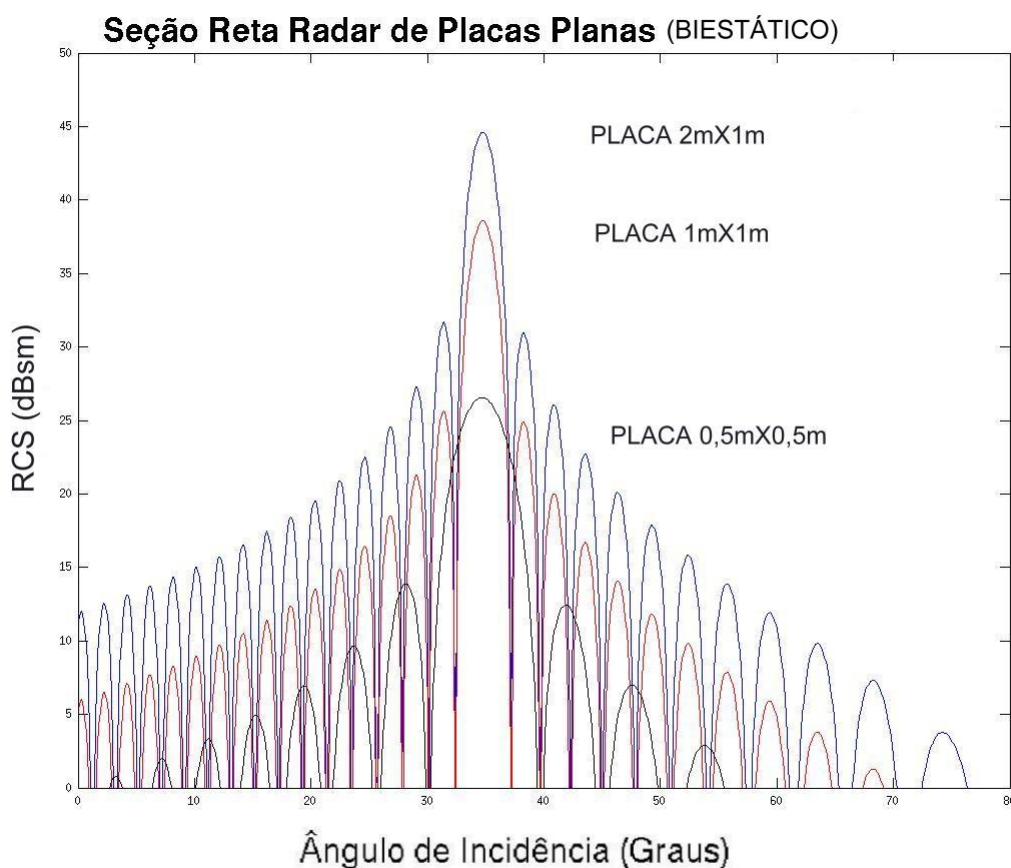



Figura 6.31 - Comparação simulada entre as placas planas.

Além dos problemas de apontamento, a variação nas medidas das placas pode ter sido uma conseqüência da intensidade do vento na área de medições de 10kt a 20kt (18 km/h a 36 km/h) durante os períodos de maior intensidade, sendo que as placas maiores são mais

suscetíveis. Embora pernoitassem protegidos na barraca da operação, os alvos ficaram sujeitos ao sol e à umidade durante os ensaios, o que pode afetar a planeza das placas, sendo mais difícil, para as placas maiores, manter a planeza.

Os demais problemas encontrados durante a operação serão detalhados no item 6.3.5.

6.3.3.2 Definição do Alvo de Calibração

Como foi visto no item anterior, a placa plana com menor dimensão demonstrou um menor desvio nas medidas de refletividade em relação às demais. No entanto, o método da substituição (item 3.2) adotado neste trabalho sugere que o alvo de referência deve apresentar também, como um parâmetro para ser adotado como referência, uma resposta de espalhamento similar à prevista no seu cálculo teórico e manter com as demais placas uma diferença prevista calculada teoricamente. Knott ressalta que, para o estabelecimento de medidas que não tem como preocupação a redução de seção reta radar em graus muito pequenos, como os necessários para as aeronaves mais modernas, a diferença entre as medidas teóricas e experimentais não deve ultrapassar 1dB [KNOTT, 1993]. O sistema será mais confiável quanto mais aproximar o valor experimental do teórico.

Sendo assim, considerando-se a metade do ângulo biestático que o conjunto de medição apresenta $\theta_s = 34{,}75°$ (item 5.2), a RCS teórica dos alvos simples utilizados para calibração pode ser encontrada pela seguinte equação, discutida no Capítulo 3:

$$\sigma = 4\pi\left(\frac{ab}{\lambda}\right)^2 \cos^2\theta_s \left[\frac{sen\left[\frac{\beta b}{2}\left(sen\theta_s \mp sen\theta_i\right)\right]}{\frac{\beta b}{2}\left(sen\theta_s \mp sen\theta_i\right)}\right]^2 \qquad \textbf{(Eq. 3-40)}$$

Sendo – para $\phi_s = \frac{\pi}{2}, 0 \le \theta_s \le \pi/2$ e + para $\phi_s = \frac{3\pi}{2}, 0 \le \theta_s \le \pi/2$.

Considerando-se a e b e que $\phi_s = 90°$ (onda incidente paralela ao solo) as dimensões das placas, tem-se para as placas planas as medidas biestáticas em m^2 e dBsm, apresentadas na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 - RCS teórica das placas planas utilizadas.

PLACA PLANA	RCS TEÓRICA BIESTÁTICA	
	m^2	dBsm
2mX1m	$2,88x10^4$	44,60
1mX1m	$7,21x10^3$	38,58
0,5mX0,5m	$4,51x10^2$	26,54

Analogamente, aplicando-se a equação 3-40 em simulações para as placas planas e comparando-se com o experimental, tem-se a Tabela 6.2 que apresenta a diferença entre as medidas de refletividade teóricas e experimentais das placas planas.

Tabela 6.2 - Diferença entre as medidas de refletividade teóricas e experimentais das placas planas em dBsm.

	Placa 2mX1m	**Placa 1mX1m**	**Placa 0,5mX0,5m**
Teórico	44,60dBsm	38,58dBsm	26,54dBsm
Experimental	43,0dBsm	37,5dBsm	27,0dBsm
Diferença	1,60dBsm	1,08dBsm	0,46dBsm

Os resultados experimentais dos ensaios podem ser vizualizados na Figura 6.32 e detalhados na Tabela 6.3.

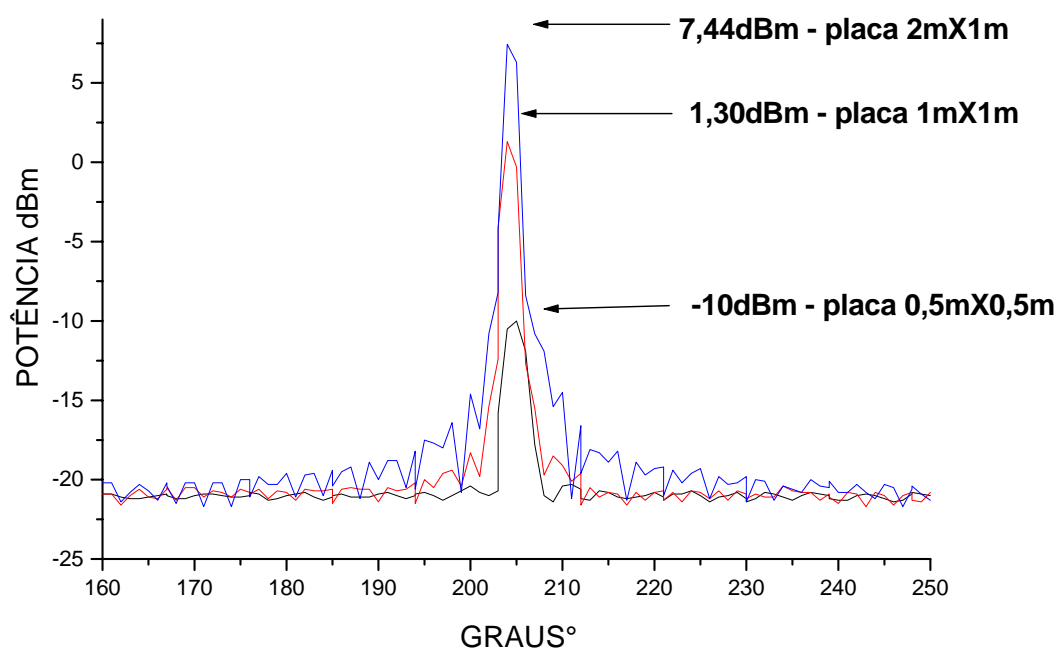



Figura 6.32 - Comparação das curvas de refletividade das placas de 0,5mX0,5m, 1mX1m e 2mX1m.

Tabela 6.3 - Diferença experimental e teórica entre placas planas em dBm.

		Diferença Experimental (dBm)	*Diferença Teórica (dBm)*
Placa 2mX1m	**Placa 1mX1m**	6,14	6,02
Placa 2mX1m	**Placa 0,5mX0,5m**	17,44	18,06
Placa 1mX1m	**Placa 0,5mX0,5m**	11,30	12,04

Nota-se que a maior diferença entre as placas se mantém dentro de (entre a placa menor e maior) o que pode ser considerado aceitável para medições em campo aberto.

Assim sendo, pode-se concluir que a utilização da placa de 0,5mX0,5m como alvo de calibração é possível devido às seguintes razões:

– variação dos seus valores de espalhamento inferior às placas maiores (± 0,05dBm);

- apresentar uma diferença do espalhamento experimental em relação ao teórico menor que as maiores (0,46dBm); e
- manter uma diferença das demais placas planas próxima do previsto matematicamente.

6.3.4 Alvos Complexos

No estudo da Seção Reta Radar existem extensos e variados trabalhos tratando de objetos simples, onde encontra-se a solução analítica para as situações monoestática e a biestática, corroboradas por vários experimentos em ambientes fechados e em campo aberto, fazendo uso dos mais diversos equipamentos eletrônicos [JENN, 1995]. No entanto, ao se deparar com o estudo de objetos complexos e, mais especificamente, a sua medição, o pesquisador ficará frustrado, pois poucos dados comparativos são ostensivos e os que são abertos à consulta são antigos e superficiais [KNOTT, 1993]. Não se faz necessário ressaltar a importância dessas informações, bastando lembrar as cifras astronômicas envolvidas em projetos de aeronaves furtivas, trazendo como conseqüência a falta de dados comparativos disponíveis, principalmente de aeronaves militares.

Ao medir a aeronave AT-26 Xavante, este trabalho aplica os poucos ensinamentos disponíveis, no intuito de validar a metodologia estabelecida para a medição destes objetos em campo aberto e de criar um banco de dados que permita comparações entre técnicas de medidas diferentes.

6.3.4.1 O campo distante

Em se tratando de um objeto complexo, o maior problema que o pesquisador enfrenta é a definição do campo distante do objeto a ser medido, pois, aplicando-se ao alvo complexo

arbitrado a equação que define o campo distante ($r \geq \frac{2D^2}{\lambda}$), onde **r** é a distância do campo e **D** a maior dimensão do objeto, no caso a envergadura da aeronave AT-26 Xavante (10,85m), obtém-se $r = \frac{0{,}35D^2}{\lambda}$, ou seja, 1/6 do valor previsto para a o campo distante.

No entanto, conforme citado anteriormente no item 4.3.2.3.1 (Comprimento do campo), o estabelecimento deste valor para objetos complexos deve levar em consideração a utilização de altas freqüências e se o alvo contribui coerentemente para os picos de Seção Reta Radar. Uma placa plana é um exemplo de alvo cujas partes contribuem coerentemente para a formação do espalhamento.

Na distância que o alvo se encontra e o seu tamanho total (10,85m de envergadura) pode-se considerar a onda incidente, sobre a aeronave como um todo, esférica. Ao se analisar a incidência da onda esférica nota-se que a progressão da onda acontece em tempos diferentes para partes distintas da aeronave. A Figura 6.33 pode auxiliar no entendimento da contribuição independente das partes de um objeto complexo em alta freqüência.

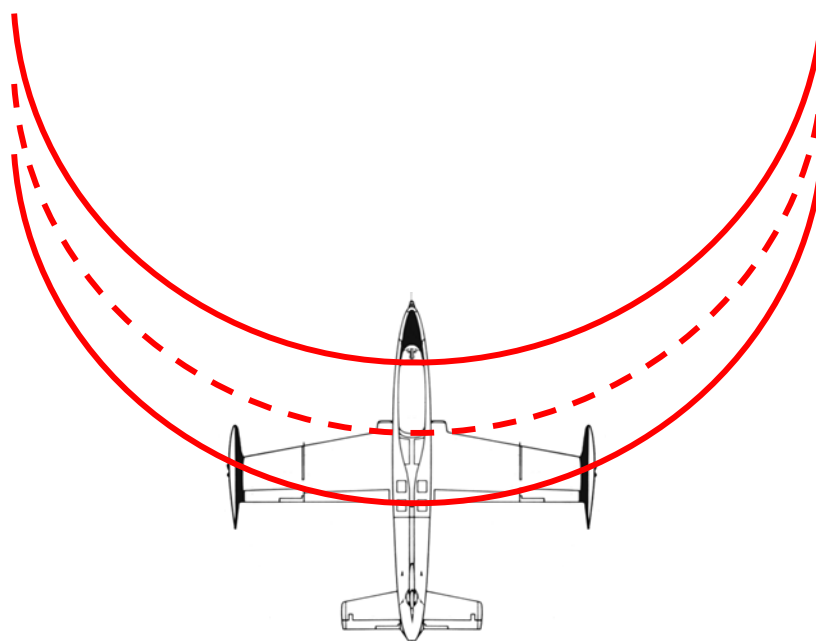



Figura 6.33 - Progressão da onda esférica sobre o alvo complexo.

Ao se comparar a posição de chegada da onda nas diversas partes da aeronave conclui-se que não se pode considerar coerente o nariz da aeronave e os tanques de ponta de asa, bem como não são coerentes o bordo de ataque da asa e a entrada de ar.

Mudando-se a posição da aeronave, as contribuições permanecem isoladas, mas a asa como um todo atinge uma posição que torna a sua dimensão coerente. A Figura 6.34 ilustra essa posição e a Figura 6.35 mostra o detalhe do desvio de fase que a asa fica sujeita quando contribuindo coerentemente. Sendo assim, pode-se calcular, à semelhança do realizado no Capítulo 4 (item 4.3.2.3.1) o desvio de fase da asa, a maior parte frontal da aeronave AT-26. Com base na Equação 4-3 calcula-se o desvio de fase provocado por esta parte do alvo que contribui coerentemente.

$$\Delta\gamma = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{d^2}{8r} = \frac{\pi d^2}{4\lambda r} \qquad \textbf{Eq. 4-3}$$

Sendo **d** = 4,5m o comprimento do objeto a ser medido, **r** a distância do emissor ao objeto e **λ** o comprimento de onda, tem-se 22,25° de defasagem de fase, ou seja, uma variação inferior ao limite aceito de 22,5°(π/8).

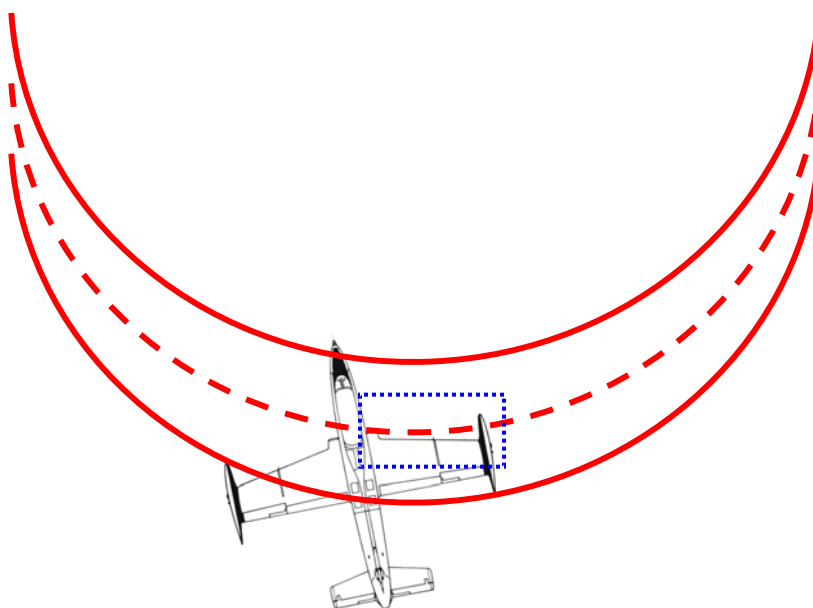



Figura 6.34 - Nesta posição a asa contribui coerentemente com o seu reflexo.

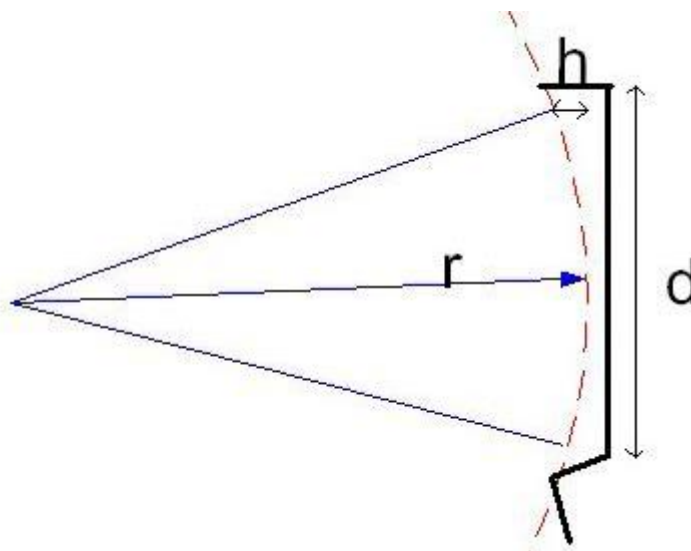



Figura 6.35 - Cálculo do desvio de fase sobre a asa da aeronave (em detalhe).

Este valor de desvio de fase inferior a $\pi/8$ para a parte frontal da aeronave atende à condição operacional estabelecida em 6.1.2.2.5 que prevê a medição da RCS frontal da aeronave. Se a mesma equação fosse aplicada à lateral da aeronave, cujo comprimento é de 10,67m, tem-se $r = \frac{0{,}35D^2}{\lambda}$ o que não oferece preocupação, pois o seu desvio de fase não afeta a medição frontal, que é o objetivo deste trabalho. Esta compartimentação é confirmada por Knott que usa um míssil como exemplo. A medição da área frontal pode ser feita próxima do emissor (área estreita da parte frontal) e ao se avaliar a RCS lateral o míssil é afastado [KNOTT, 1993].

6.3.4.2 Gráfico de RCS biestático da aeronave AT-26 Xavante

A causa que levou à escolha do método biestático para medição se deveu à falta de meios que permitissem a medição monoestática em campo aberto, como citado em Materiais e Métodos (item 5.1).

Se a literatura disponível pouco trata da medida de alvos complexos, quanto às medidas biestáticas fala-se ainda menos.

Ao se analisar o comportamento biestático de objetos simples, tentou-se estimar o comportamento do objeto complexo. A placa plana, por exemplo, prevê um deslocamento do ângulo de pico de metade do valor do ângulo biestático e uma diminuição na intensidade do pico de $\mathbf{cos^2}$ deste ângulo (item 3.2.1), ou seja, espera-se para o objeto complexo um deslocamento de pico e uma intensidade menor como resposta.

Para a análise do desvio angular dos picos de RCS ajustou-se o gráfico de tal modo que as laterais ficassem posicionadas em 0° e 180°, permitindo observar o desvio angular do nariz e da cauda da aeronave.

MEDIÇÃO NO SENTIDO ANTI-HORÁRIO

A Figura 6.36 apresenta a medida de espalhamento anti-horário.

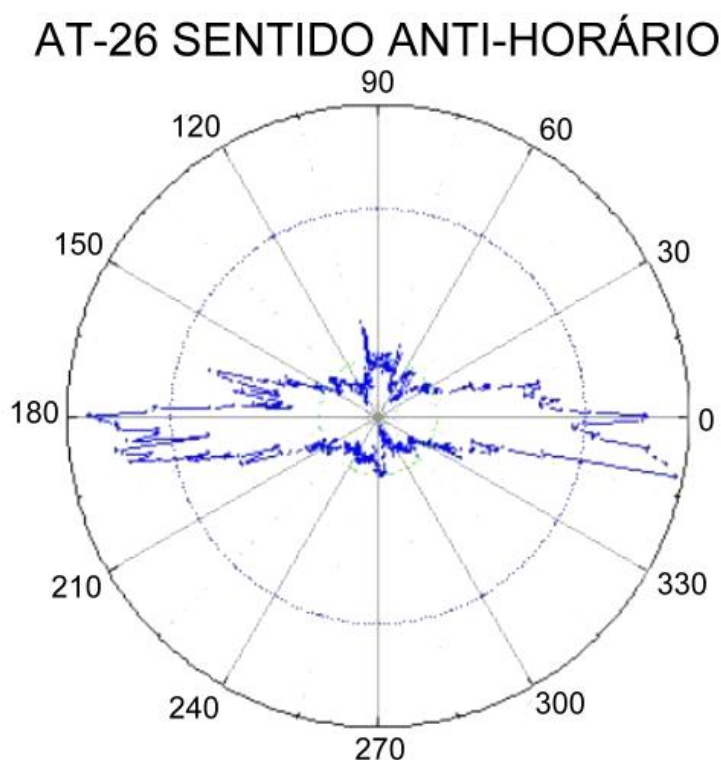



Figura 6.36 - Diagrama de RCS biestático da aeronave AT-26 Xavante no sentido anti-horário.

MEDIÇÃO NO SENTIDO HORÁRIO

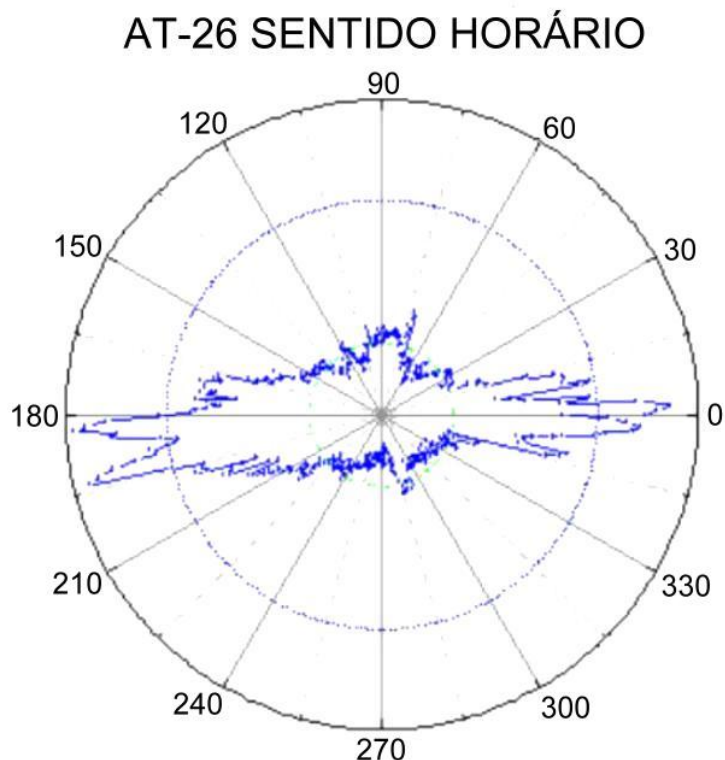



Figura 6.37 - Diagrama de RCS biestático da aeronave AT-26 Xavante no sentido horário.

6.3.4.3 Comparação com os resultados do Labvolt

Por ser inédita, a medição da aeronave Xavante não possuía um diagrama anterior para comparação, mesmo na condição monoestática. Uma das opções que se apresentaram foi realizar medidas com modelo em escala no equipamento Lab-volt, descrito no item 5.9.

O alvo medido foi uma maquete da aeronave Xavante com escala de 1:50 para o modelo real e, apesar do valor de RCS não corresponder ao valor da aeronave real e não possuir os detalhes da aeronave real, a medição deste modelo deve apresentar as **mesmas contribuições principais** de reflexo da escala real, ou seja, pode-se confirmar as contribuições principais do modelo real.

A Figura 6.38 confirma as principais contribuições da aeronave real em comparação com o modelo em escala.

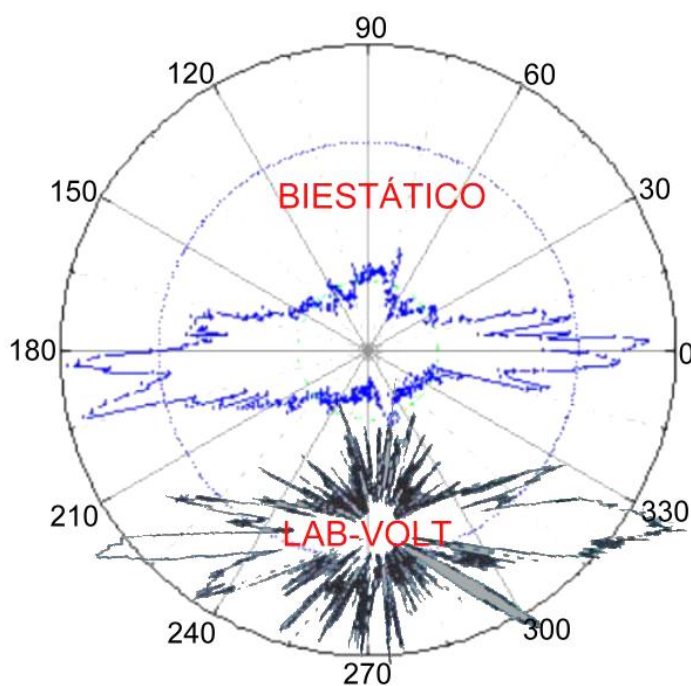



Figura 6.38 - Principais contribuições da aeronave real em comparação com o modelo em escala.

6.3.4.4 Identificação dos Pontos de reflexão da aeronave

A partir da comparação do diagrama da aeronave real com o modelo em escala foi possível confirmar uma proximidade de resposta entre os dois diagramas, ou seja confirmar a existência das contribuições principais. No entanto, faltava definir quais partes da aeronave eram responsáveis por estas contribuições. Para separar os agentes responsáveis pelas contribuições usou-se os seguintes métodos: posição na rotação e recobrimento com MARE, a serem apresentados.

POSIÇÃO NA ROTAÇÃO

Como foi visto no Capítulo 2 (2.4.1 Reflexão especular), a maior contribuição da RCS de um objeto complexo é devida à reflexão especular do mesmo. A partir dessa análise e utilizando-se das filmagens realizadas durante as medições foi possível comparar a posição da aeronave com o momento no qual a amplitude oscilava no equipamento de coleta de dados.

A Figura 6.39 ilustra este método.

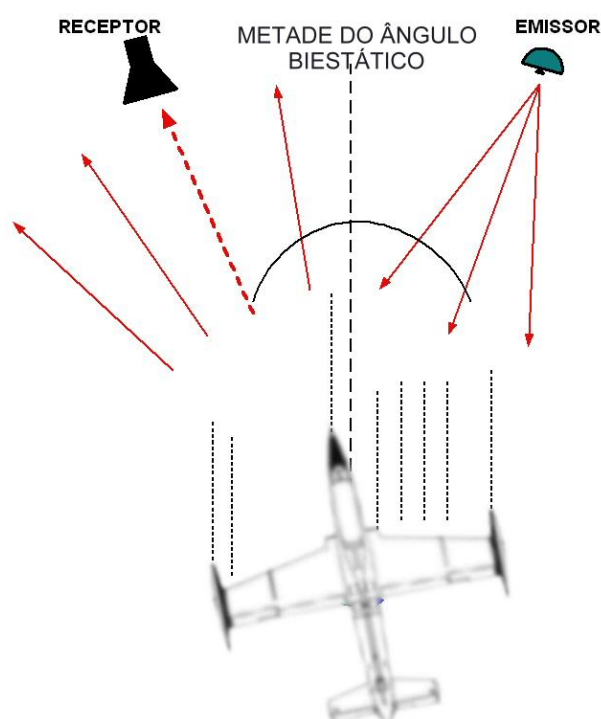



Figura 6.39 - Esquema do método que define as contribuições por posição na rotação.

A superfície da aeronave cuja normal é paralela à direção da metade do ângulo biestático é responsável pelo sinal de amplitude recebido naquele instante no equipamento de coleta de dados. Ao se observar quais as partes da aeronave têm a sua normal paralela ao meio ângulo biestático pode-se estimar visualmente qual parte é responsável por tal pico no diagrama de Seção Reta Radar.

Esta técnica depende essencialmente da experiência do pesquisador, sendo um auxílio primário para a definição das partes contribuintes para a RCS.

RECOBRIMENTO COM MARE

A técnica de recobrimento das partes contribuintes da aeronave com MARE consiste em comparar medições realizadas com a aeronave revestida com MARE, de tal modo que ao se realizar movimentações deste material sobre a fuselagem ocorra modificações no diagrama que permitam localizar a fonte do pico de RCS. A parte da aeronave revestida com material tem o pico reduzido e a parte exposta tem o seu pico revelado.

O **Erro! A origem da referência não foi encontrada.** apresenta os resultados do experimentos realizados com a aeronave AT-26 Xavante.

6.3.5 Problemas Durante as Medições

6.3.5.1 Vento

Ao se estudar sobre as técnicas de medição em campo aberto a primeira observação que se encontra na literatura é a dependência das condições meteorológicas (item 4.3.2).

Durante as campanhas de medição houve várias interrupções devido à presença de precipitações na área de medições. No entanto, a chuva é percebida facilmente e não é possível executar a medição com o equipamento sendo molhado. No caso do vento, seus efeitos tornam-se perceptíveis somente quando a sua intensidade é bastante elevada e acabe derrubando um alvo ou deslocando um equipamento. A Figura 6.40 apresenta um alvo sendo testado com MARE e o vento removendo esta cobertura. Já a Figura 6.41 apresenta um alvo instantes depois de ter sido tombado pelo vento.

Figura 6.40 - MARE sendo removido devido à força do vento.

Figura 6.41 - Alvo tombado devido à força do vento.

Em um grau de menor de intensidade, o vento pode interferir nas medições ao provocar a oscilação dos alvos e antenas. O que se notou durante as medições foi que quanto maior o alvo mais suscetível era às variações de vento. Não houve um estudo específico sobre a variação nas medições, mas em uma das condições de vento forte, onde se adaptou o nível digital à placa de 2mX1m, notou-se uma variação de +0,3°.

6.3.5.2 Temperatura

A infra-estrutura montada para as campanhas de medição previa proteção quanto à temperatura para os equipamentos eletrônicos. As temperaturas variaram de +14°C durante a

noite a +42°C durante os períodos mais quentes do dia. Apesar da proteção montada, não havia um sistema de resfriamento dos equipamentos e o que pode-se observar foi uma oscilação menor das medidas realizadas abaixo de +20°C (realizadas à noite), como por exemplo, as placas de 0,5mX0,5m em relação às maiores (realizadas durante o dia), conforme item 6.3.3.

6.3.5.3 Movimento de aeronaves na área de medição

A área utilizada para as medições em campo aberto pertence ao aeroporto de São José dos Campos e, apesar de ser uma área aberta controlada, apresenta movimento de aeronaves cujo tráfego pode interferir nas medições. A Figura 6.42 apresenta o exemplo de um gráfico de refletividade de placa plana alterado devido à passagem de uma aeronave no feixe do radar. A queda da linha verde ao final do gráfico representa o momento da passagem da aeronave no feixe do radar.

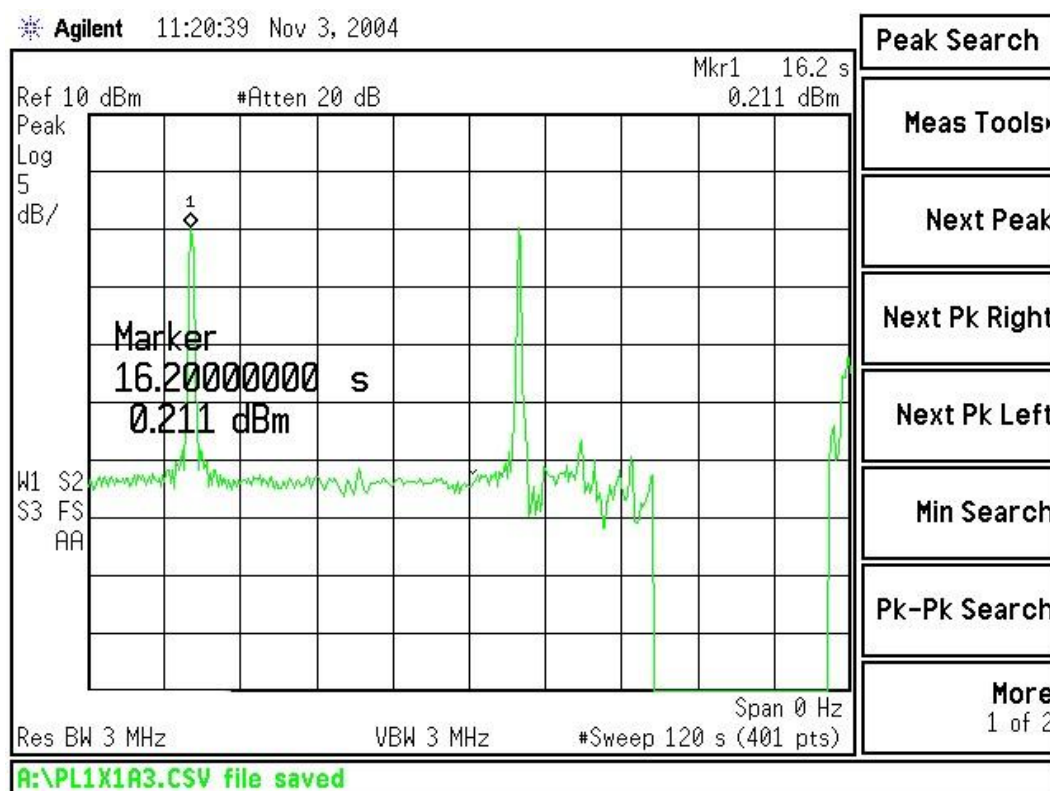



Figura 6.42 - Alteração no gráfico de refletividade devido à passagem de uma aeronave.

7 Conclusão

O presente trabalho foi motivado pela real necessidade de se conhecer a assinatura radar das aeronaves da Força Aérea Brasileira, uma vez que o aumento de sobrevida do piloto em território hostil está diretamente relacionado ao bom planejamento das missões de ataque. Logo, torna-se uma necessidade fundamental o conhecimento dos equipamentos radares e do poder de fogo inimigo, bem como da plataforma aérea na qual será feita a incursão em território hostil. Como poucos trabalhos foram realizados a este respeito até então, objetivou-se iniciar uma série de estudos para que, em um futuro próximo, se consiga obter o completo conhecimento da assinatura radar das aeronaves de combate da FAB. O método de medição aqui proposto soma esforços ao controle da tecnologia furtiva.

7.1 Resultados Obtidos

Os resultados obtidos consolidam os conhecimentos do Projeto MARE na medição de Seção Reta Radar em campo aberto pelos seguintes resultados:

- controle das reflexões tendo como conseqüência uma pequena variação do alvo de referência (± 0,05dBm);
- redução do coeficiente de reflexão do suporte do alvo em 1,4dBm;

– a preparação das medidas em campo aberto, escolha e ajuste dos alvos de calibração.

O estudo aprofundado da literatura e os resultados experimentais permitiram o estabelecimento de requisitos para determinar, com base no objetivo proposto, os critérios para:

– a escolha de uma área apropriada para as medições em campo aberto;
– a definição de um sistema de emissão e recepção em uma disposição biestática;
– a definição do alvo complexo a ser usado, se dinâmico ou estático;
– a preparação e disposição de materiais para o controle de reflexões ou ruído de fundo em um campo de medições;
– a definição dos alvos simples para a calibração do campo de medições; e
– a preparação do alvo complexo a ser usado nas medições.

Estes itens representam o aprendizado de como se montar o campo de medições: um passo além no conhecimento já adquirido pelo Projeto MARE. Como um primeiro estágio para se conhecer o comportamento da onda eletromagnética que interage no objeto complexo de importância operacional, como a aeronave de combate, definiu-se:

– diagrama de reflexão do AT-26 Xavante;
– identificação das partes contribuintes principais; e
– teste da configuração proposta para a disposição do MARE.

Estes resultados pretendem ser o passo inicial para uma tecnologia essencial nos campos de batalha nos dias atuais. Se a Força Aérea Brasileira não desenvolver seus próprios sistemas de medidas de Seção Reta Radar de objetos complexos, dependerá do fabricante ao comprar uma aeronave ou arcará com gastos elevados para a medição executada por

terceiros. Este trabalho tem a intenção de ser o primeiro passo para o caminho desta independência operacional e tecnológica.

7.2 Sugestões para trabalhos futuros

Durante os estudos que objetivavam o cumprimento dos objetivos estabelecidos para este trabalho houve a possibilidade de se reconhecer áreas de estudo que o autor considera importante para o Projeto MARE e à Força Aérea Brasileira. Entre esses assuntos, podemos destacar, para complemento desse trabalho:

Caracterização detalhada de partes que podem ser medidas separadamente:

- entrada de ar;
- radar;
- armamento; e
- antenas.

Medição da aeronave configurada: em virtude do tempo escasso disponível para a medição de RCS da aeronave, não foi possível acrescentar equipamentos acessórios, tais como, bombas, lançadores de foguetes, casulo de metralhadoras e tanques subalares.

Reativação do campo de antenas do CTA: a reativação do campo de antenas do CTA implicará a retomada de medições com antenas elevadas que possuem uma grande vantagem em relação ao aplicado neste trabalho (antenas próximas ao solo) no controle das reflexões indesejadas, viabilizando a caracterização de alvos de tamanho médio ou em escala, para que se possa atender à condição de campo distante.

Medição *Indoor* no LIT: O INPE, Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, possui uma câmara anecóica de grandes dimensões (28mX15mX12m) com uma mesa rotatória com capacidade de até 30T localizada no LIT, Laboratório de Integração e Testes. Poder-se-ia utilizá-lo em medições com o simulador de ambientes eletromagnéticos TS-100 Excalibur,

como emissor, num conjunto biestático que meça a reflexão de alvos em escala ou de pequeno porte, como mísseis e maquetes. Para trabalhar com objetos de grande porte, faz-se necessário a aquisição de um sistema de medidas *Compact Range*.

Aperfeiçoar o uso do Labvolt: O equipamento de Labvolt constitui uma ferramenta poderosa para um contato inicial com os conhecimentos inerentes às medições de Seção Reta Radar No entanto, pouco se explorou o seu módulo de medição de RCS e as medidas feitas pelo seu módulo ISAR. Pode-se implementar as medidas de RCS em maquetes.

Detectar uma aeronave furtiva usando o sistema biestático: o sistema biestático de medidas, além de propiciar a medição de Seção Reta Radar em um ângulo diferenciado, também pode ser usado para a detecção de aeronaves furtivas. O estudo profundo desta técnica pode permitir à Força Aérea Brasileira o controle absoluto de seu espaço aéreo, ratificando a vontade e a soberania do povo brasileiro, que, como profissional de armas, este autor procurou atender.

8 Referências Bibliográficas

AGILENT TECHNOLOGIES. **ESA spectrum analysers user´s guide**. [S.l.]: Epac, 2001.

ATLINTAS, A.; PATHAK, P.; LIANG, M. A selective modal scheme for the analysis of em coupling into or radiation from large open-ended waveguides**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 36, p. 84-96, Jan., 1988.

BALANIS, C. A. **Advanced engineering electromagnetics.** New York: Wiley, 1989.

BECHTEL, M. E. Application of geometric diffraction theory to scattering from cones and disks**. Proc. IEEE***,* v. 53, p. 877-882, Aug, 1965.

BECHTEL, M. E. Vertically polarized backscattering from the rear of a cone of cylinder**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. AP-17, p. 244-246, Mar., 1969.

BLORE, W. E. The radar cross section of spherically blunted 8^{o} right circular cones**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. AP-12, p. 252-253, Mar., 1973.

BRASIL a. Força Aérea Brasileira. Comando Geral do Ar. **Manual de Vôo / EMB 326 Xavante** / Brasília, 1983. (OT 1AT-26-1).

BRASIL b. Força Aérea Brasileira. *Homepage* oficial da Força Aérea Brasileira. Disponível em: <http://www.fab.mil.br/aeronaves/F5/index.htm>. Acesso em:15 nov. 04.

BURNSIDE, W. D.; PETERS Jr, L. Radar cross section of finite cones by the equivalent current concept with higher order diffraction**. Radio Science***,* v. 7, n. 10, p. 943-948, Oct, 1972.

CHOU, R. **Reduction of the Rdas cross section of arbitrarily shaped cavity structures.** 1987. Dissertation (Ph.D) - Univ. Illinois, Urbana-Champaign.

COMPACT RANGE. *Homepage* oficial da empresa ETS-Lindren. Disponível em: <http://www.ets-lindgren.com>. Acesso em:15 nov. 04.

COMPACT RANGE. Experimental scattering data from cylindrical targets for validating inverse scattering algorithms. Disponível em: **<http://www.geocities.com/anyongqing/Fresnel/Fresnel.html>.** Acesso em:15 nov. 04.

COWN, B.; RYAN, C. Near-field scattering measurements for determining complex target RCS**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 37, n.5, p. 576 -585, Mai,1989.

CRISPIN, J.; MAFFETT, A. Estimating the radar cross section of a cavity**. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. AES-6, n.5, p. 672-674, Set, 1970.

CUTLER, C. C.; KING, A. P.; KOCH, W. E. Microwave antenna measurements. **Proceedings of the IRE**., v. 35, n. 35, p. 1462-1471, Dez., 1947.

DE SEVERSKI, A. P. **A Vitória pela força aérea**. Rio de Janeiro: Itatiaia / Instituto Histórico-Cultural da Aeronáutica, 1988.

DESCHAMPS, G. A.; BORESMA, J.; LEE, S. W. Three-dimensional half plane diffraction: exact solution and testing of uniform theories. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**.v. AP-32, n. 3, p. 264-271, Mar., 1984.

DIAS, J. C. **Obtenção de revestimentos absorvedores de radiação eletromagnética (2-18 GHz) aplicados ao setor aeronáutico**. 2000. Tese. (Doutorado em Física) - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos.

EVANS, G. E. **Antenna measurements techniques**. Norwood: Artech House, 1990.

F-15. Disponível em: <http://www.angelfire.com/ia/livremanobrar/aeronaves/f15/f15.html>. Acesso em:15 nov. 04.

FREENY, C. C. Target support parameters associated with radar reflectivity measurements. **Proc. IEEE**, v. 53, p. 929-936, Aug, 1965.

GARDNER, R. E. **Doppler spectral characteristics of aircraft radar targets as S-band.** [S.l.] Naval Research Laboratory, 1961. (NRL Report 5656)

HEYMAN, E.; FRIEDLANDER, G.; FELSEN, L. Ray-mode analysis of complex resonances of an open cavity. **Proceedings IEEE**, v. 77, n.5, p.780-787, Mai, 1989.

HOLLIS, J. S.; MOSELEY, R. E. Sitting considerations in microwave antenna measurements. **The Essay.** Atlanta: Scientific Atlanta, 1981.

HUANG, C. Simple formulae for the RCS of a finite hollow circular cylinder**. Electronic Letters**, v. 19, p. 854-856, Set., 1983.

HUANG, C. Simple formulae for the RCS of a finite hollow circular cylinder**. Electronic Letters**, v. 19, n. 20, p. 854-856, Set., 1983.

HUDDLESTON, P. Scattering from conducting finite cylinders with thin coatings**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 35, p.1128-1136, Oct., 1987.

IEEE STANDARD. **145**: IEEE standard definitions of terms for antennas, [S.l.], 1983.

IEEE STANDARD. **ANSI/IEEE 100**: IEEE dictionary of electrical and electronics terms, [S.l.] 1984.

JENN, D. C. **Radar and laser cross section engineering.** Aiaa Education Series : Ohio, 1995.

JOHNSON, T.; MOFFATT, D. Electromagnetic scattering by open circular waveguide. **Radio Science,** v. 17, n. 6, p. 1547-1556, Nov., 1982.

KASANTSEV, Y. N **Methods and facilities for RCS measurements on land outdoor.** Friazno: Russian Academy of Sciences, 2002.

KELLER, J. B. Backscattering from a Finite Cone – Comparison of Theory and Experiment. IRE **Transactions on Antennas and Propagation**, v. AP-9, p. 411-412, Jul, 1961.

KELLER, J. B. **Backscattering from a Finite Cone.** IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, V. AP-8, p. 175-182. Mar,1960.

KELLER, J. B. **Diffraction by an Aperture**. *J. App. Phys*. V. 28. nº 4. p. 1448-1461. Nov. 1974.

KNOTT, E. F. **Radar cross section measurements.** New York: Van Nostrand Reinhold, 1993.

KNOTT, E. F.; SENIOR T. B.A. **Comparison of three high frequency diffraction techniques**. *Proceedings of the IEEE,* V. 62, p. 1468-1474. Nov, 1974.

KNOTT, E. F., SENIOR T. B. A. **How far is far?** IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, V. AP-22, p. 732-734. Set,1974.

KNOTT, E. F.; SENIOR T. B. A. **Second order diffraction by a ring discontinuity.** [S.l]: University of Michigan, 1973. (Relatório nºAFOSR-TR-73-1237)

KNOTT, E. F.; SENIOR T. B. A. **Studies of scattering by cellular plastic materials.** [S.l.]: University of Michigan, 1964. (Relatório nº5849-1-F)

KNOTT, E. F.; SHAEFFER, J. F.; TULEY, M. T. **Radar cross section**. 2. ed. Norwood: Artech House, 1993.

KOUYOUMJIAN, R. G., PETERS, L. Jr. **Range Requirements in Radar Cross Section Measurements.** *Proceedings of the IEEE,* V. 53, p. 920-928. Aug, 1965.

KOUYOUMJIAN, R. G.; PATHAK P. H. **Uniform Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface**. *Proc. IEEE*. V. 62. nº 11. p. 1448-1461. Nov. 1974.

KRAUS, J. D.; CARVER, K. R. **Eletromagnetismo**. 2º ed., Rio de Janiero: Guanabara, 1986. v.1

LEE, C.; Lee, S. **RCS of a Coated Circular Waveguide Terminated by a Perfect Conductor.** IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, V. 35. p. 391-398. Abr. 1987.

LEE, C., LEE, S. **RCS of a Coated Circular Waveguide Terminated by a Perfect Conductor.** IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, V. 35. nº. 4, p. 391-398. Abr. 1987.

LEE, S. W.; DESCHAMPS, G.A. **A Uniform Asymptotic Theory of Electromagnetic Diffraction by a Curved Wedge**. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. V. AP-24.nº 1. p. 25-34. Jan. 1976.

LING, H., CHOU, R., LEE, S. **Shooting and Bouncing Rays: Calculating the RCS of an Arbitrarily Shaped Cavity.** IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, V. AP-37. nº.2, p. 194-205. Fev. 1989.

LING, H., CHOU, R., LEE, S. **Shooting and Bouncing Rays: Calculating the RCS of an Arbitrarily Shaped Cavity.** IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, V. 37. p. 194-205. Fev. 1989.

MEDGYESI-MITSCHANG, L.; EFTIMIU, C. **Scattering from Wires and Open Circular Cylinders on Finite Length using Entire Domain Galerkin's Expansion.** IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, V. 30. p. 628-636. Jul. 1982.

MEIXNER, J.; ANDREJEWSKI, W. **Strenge theorie der begung ebener elektromagnetischer wellen an der vollkommen leitenden kreisscheibe und an der kreisförmigen offnung im leitenden ebenen schirm**. Ann. Physik**,** 1950.

MENDES, E. A. B. **Determinação experimental monoestática da seção reta radar da antena VHF-2 da aeronave AT-26 Xavante**. 2003. 114 f. Trabalho Conclusão de Curso (Especialização em Análise de Ambiente Eletromagnético) – Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos.

MIACCI, M.A.S. **Determinação Experimental do Espalhamento Monoestático de Microondas por Alvos de Geometria Simples**. 2002. 104 f. Dissertação (Mestrado em Ciências) – Curso de Física na área de Física de Plasmas, ITA – Instituto Tecnológico da Aeronáutica, São José dos Campos).

MILAR, R. **An Approximate Theory of the Diffraction of an Electromagnetic Wave by an Aperture in a Plane Screen.** *Proc. Inst. Elec. Eng.* V. 103, pt C, p. 177-185. Mar, 1956.

MITTRA, R., LEE, W. **Analytical techniques in the theory of guided waves.** New York: Macmillan, 1971.

MOLL, J., SEECAMP, R. **Calculation of Radar Reflecting Properties of Jet Engine Intakes Using a Waveguide Model.** *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,* V. AES-6, nº.5, p.675-683. Set. 1970.

NOHARA, E.L. **Measurements in microwave region**. Friazno: Russian Academy of Sciences, 2002. (Notas de aula)

PATHAK, P.; CHUANG, C.; LIANG, M. **Inlet Modeling Studies.** *Ohio State University. ElectroSci. Laboratory, prepared under Contract N60530-85-C-0249, for Naval Weapons Center, China Lake, CA, Oct. 1986* (Relatório Técnico. 717674-1).

PATHAK, P.; BURKHOLDER, R. **Modal, Ray, and Beam Techniques for Analyzing the EM Scattering by Open-Ended Waveguide Cavities**. IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, V. 37. nº 5. p. 635-647. Mai. 1989.

PLONUS, M. A. **Theoretical Investigation of Scattering from Plastic Foams.** IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, V. AP-13, p. 88-93. Jan,1965.

RATSCAT Facilities and Capabilities. *Brochure published by the 6585th Test Group. Air Force Systems Command,* Holloman AFB, NM.

ROBERTSON, S. D. **Targets for Microwave Radar**. *Bell System Tech. J.* Vol. 26, p. 82-869.1947.

ROSS, R. A. **Radar Cross Section of Rectangular Flat Plates as Function of Aspect Angle**. IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, V. AP-14, p. 329-335. Mai. 1966.

RYAN, C., PETERS, L. **Evaluation of Edge-diffracted Fields Including Equivalent Currents for Caustic Regions.** IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, V. AP-17. nº.3, p. 292-299. Mai, 1969.

RUCK, G. T. et al. **Radar croos section handbook.** New York: Plenum Press, 1970. v.1

SCHWERZ, J. L. **Controle de emissões eletromagnéticas em medições de seção reta radar de alvos simples em campo aberto**. São José dos Campos: Instituto Tecnológico de Aeronáutica, 2004. (Relatório de Estágio de Pesquisa II)

SCIENTIFIC ATLANTA. **Antenna measurements systems and products**. Atlanta: Scientific Atlanta, 1993.

SENIOR, T. B. A.; PLONUS, M. A.; KNOTT, E. F. **Designing Foamed-Plastic Materials.** *Microwaves,* p. 38-43. Dec, 1964.

SHIRAI, H.;FELSEN, L.B. **Rays versus Modes: Pictorial Display of Energy Flow in an Open-ended Waveguide.** IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, V. 35. p. 605-607. Mai. 1987.

SKOLNIK, M.I. **Radar Handbook**. 2a ed. New York: McGraw-Hill, 1970.

SUBEDI, P.; CHATTERJEE, I. **Dielectric Mixture Model for Asphalt-Aggregate Mixtures.** Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy.V. 28 No. 2. p. 68-72, 1993.

UFIMTSEV, P. Ia. **Aproximate Computation of the Diffraction of Plane Electromagnetic Waves at Certain Metal Bodies: Pt. I. Diffraction Patterns at a Wedge and a Ribbon**. *Zh. Tekhn. Fiz*. V. 27. nº 8. p. 1708-1718. URSS. 1957.

WELSH, B. M. **A Minimum Range Criterion for RCS Measurement of a Target Dominated by Point Scatterers.** AP-S/URSI Symposium, V. APS-17-3, P. 666-669. 1984.

YAGHJIAN, A. **An Overvivew of Near-field Antenna Measurements.** IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, V. AP-34. nº.1, p. 30-45. Jan,1986.

APÊNDICE A

DESIGNAÇÃO DA BANDA	FAIXA DE FREQÜÊNCIA (MHz)	USO GERAL
HF	3 – 30	
VHF	30 – 300	Sistemas de vigilância de altíssimo alcance
UHF	300 – 1.000	
L	1.000 – 2.000	Sistemas de vigilância de longo alcance, controle de rotas de tráfego aéreo
S	2.000 – 4.000	Sistemas de vigilância de médio alcance, controle próximo de tráfego aéreo, radares meteorológicos de longo alcance
C	4.000 – 8.000	Sensoriamento a longas distâncias, radares meteorológicos aeroembarcados
X	**8.000 – 12.000**	**Sensoriamento a curtas distâncias, sistemas guias de mísseis, mapeamento, radar marinho, sistemas de interceptação de aeronaves**
K_u	12.000 – 18.000	Mapeamento de alta resolução, altimetria de satélites
K	18.000 – 27.000	Pouco utilizado devido à interferência com o vapor de água
K_a	27.000 – 40.000	Mapeamento de altíssima resolução, sistemas de vigilância de aeroportos
Milimétrica	40.000 – 300.000	Experimental

[KNOTT, 1993]

APÊNDICE B
ESPECIFICAÇÕES DO SISTEMA TOPOGRÁFICO ESTAÇÃO ELETRÔNICA TOTAL

Telescópio

Longitude:	165mm
Abertura:	45mm
Aumentos:	26X
Imagem:	Direta
Poder de resolução:	3,5"
Campo visual:	1° 30' (26m / 1000m)
Foco mínimo:	1,3m
Iluminação do retículo:	Posição de intenso e normal (Selecionável com parâmetro)

Medida de ângulo

Tipos de círculos horizontal e vertical:	Incremental com graduação 0
Unidade de ângulo:	Graus/ Gon/ Mil
Margem de visualização:	De -3699°59'55" até 3599°59'55"
Visualização mínima:	5"(1mgon/ 0,02mil) / 10"(2mgon /0,05mil) (Selecionável com parâmetro)
Precisão:	Desvio padrão da média de medição tomada nas posições I e II (DIN 18723) 5" (1,5mgon/ 0,02mil)
Tempo de medição:	Menos de 0,5 segundos
Compensador automático:	Selecionável ON (V e H / somente V) / OFF
Tipo:	Líquido, sensor de inclinação de 2 eixos
Visualização mínima:	5" (1,5mgon / 0,02 mil)
Margem de compensação:	±3'
Modo de medição: Ângulo horizontal:	À direita/ à esquerda/ Repetição / Manutenção (Selecionável com teclado)
Ângulo vertical:	Zênite 0/ Horizontal 0/ Horizontal 0±90° (Selecionável com parâmetro) Inclinação em % (Selecionável com teclado)

Medida de distância

Margem de medição:	(Bruma ligeira, visibilidade de uns 20km, períodos de sol, débil centelha) Prisma compacto CP01: 1,3m até 500m . Prisma padrão AP x1: 1,3m até 800m Prisma padrão AP x3: 1,3m até 1000m
Visualização mínima:	Medida fina: 1mm Medida rápida: 1mm Medida Tracking: 10mm
Distância geométrica máxima:	1999,999m
Unidade de distância:	metros/pés (selecionáveis com parâmetro) (Passível de modificação durante 5 segundos com teclado)
Precisão:	5mm + 3ppm * D (Medida fina)
Modo de medida:	Fina e repetida / Fina e simples / Fina e Average / Rápida e simples (Selecionável com parâmetro) Medida Tracking (Selecionável com teclado)
Tempo de medição:	(Quando não se aplica "Correção E + R")

	Fina	Rápida	Tracking
Distância geométrica: Distância horizontal: Diferença de altura:	4,1s + cada 3s	1,4s	1,4s + cada 0,4s
Coordenadas:	4,4s + cada 3,1s	2,0s	1,9s + cada 0,9s
REM:	0,3s		
Distância horizontal entre 2 pontos :	4,3s + cada 3	1,6s	1,4s + cada 0,4s

Fonte de sinal:	infra-vermelha LED
Controle de intensidade de luz:	automático
Correção atmosférica:	-499ppm até 499ppm (em passos de 1ppm)
Correção da constante do prisma:	-90mm até 0mm (em passos de 10mm)
Correção de esfericidade e refração:	ON/OFF (Selecionáveis com parâmetro)

Dispositivos de alimentação	
Fonte de alimentação:	Bateria Ni-Cd recarregável, BDC25 (6V)
Tempo de funcionamento a 25°C:	*Medida de distância e ângulo:* (Medida rápida e simples, intervalo de medida = cada 3,5 segundos) BDC25: Umas 3 horas (aproximadamente 3000 pontos) Bateria opcional BDC12: Umas 15 horas (Aproxi. 16000 pontos) *Somente medida de ângulo:* BDC25: Aprox. 9 horas Bateria opcional BDC12: Aprox. 46 horas
Tempo de carga:	CDC11/11D/11E: Aprox. 15 horas CDC27/31: Aprox. 80 minutos

Características Gerais	
Tela:	2 telas de matriz de pontos LCD em cada posição, 20 caracteres x 4 linhas
Teclado:	5 teclas programáveis Instalação de funções de teclas e situações de registro disponíveis
Sensibilidades dos niveis:	Nível tubular: 40"/2mm Nível esférico: 10'/2mm
Prumo ótico:	Imagem: Direta Aumentos: 3x Foco mínimo: 0,1m
Função de auto-diagnóstico:	Providenciada
Apagado para economizar energia:	30 minutos depois da operação)N/OFF com tecla (selecionável com parâmetro)
Saída de dados:	Série assíncrona, RS-232C compatível
Função de resumo:	Selecionável ON/OFF com parâmetro O modo anterior é recuperado depois de ativar
Temperatura de operação:	-20°C até 50°C
Altura do instrumento:	236mm (9,3 polegadas) desde o fundo da base nivelante 193mm (7,6 polegadas) desde o prato da base nivelante
Dimensões (sem a alça):	150mm largura X 165 profundidade X 320 de altura (com bateria)
Peso:	5,8 kg (com bateria)

APÊNDICE C

REPÚBLICA FEDERATIVA DO BRASIL
COMANDO DA AERONÁUTICA
DEPARTAMENTO DE PESQUISAS E DESENVOLVIMENTO
CENTRO TÉCNICO AEROESPACIAL
INSTITUTO DE FOMENTO E COORDENAÇÃO INDUSTRIAL

DIVISÃO DE CONFIABILIDADE METROLÓGICA
LABORATÓRIO DE METROLOGIA DIMENSIONAL
Laboratório de Calibração Credenciado pelo Órgão Central do SISMETRA

CERTIFICADO DE CALIBRAÇÃO

CNC-0083/04

Este Certificado é emitido com base na NSMA 9-1, aprovada pela Portaria MAER nº. 494/GM3, de agost de 1991; NSMA 9-4, aprovada pela Portaria DEPED nº. 016/DG-6, de setembro de 1999 e no Regimento Interr do Centro Técnico Aeroespacial (RIMA 20-30), aprovado pela Portaria DEPED nº. 007/DG-6, de abril de 199

IDENTIFICAÇÃO DO SOLICITANTE

Nome: **CTA/IAE/AEV**
Endereço: **Praça Marechal Eduardo Gomes, 50 - Vila das Acácias - São José dos Campos - SP.**

IDENTIFICAÇÃO DO INSTRUMENTO DE MEDIÇÃO/PADRÃO CALIBRADO

Instr. de Medição/Padrão Calibrado: Clinômetro (4 x 90/0,01)°
Fabricante: Mitutoyo
Número de Série: 950-316
Ident.do Instr.: 950-316

INFORMAÇÕES ADMINISTRATIVAS

Ordem de Serviço: 528/04 Data da Calibração: 02/07/04

OBSERVAÇÕES GERAIS

- Este certificado atende aos requisitos do SISMETRA, o qual avaliou a competência do laboratório e comprovou sua rastreabilidade a padrões nacionais de medida;
- Esta calibração não isenta o instrumento do controle metrológico estabelecido na Regulamentação Metrológica.
- Os resultados referem-se exclusivamente ao instrumento submetido à calibração nas condições especificadas, não sendo extensivos a quaisquer lotes.
- A reprodução deste certificado só poderá ser total e depende da aprovação por escrito do Laboratório.
- Temperatura de referência (20 ± 1)°C.

Chefe da Divisão de Confiabilidade Metrológica
13/07/2004

Pça. Mal. do Ar Eduardo Gomes, 50-V. das Acácias-S. J. Campos-SP-Tel: (0xx12) 3947-5274 - Fax: (0xx12) 3947-5251 CEP 12231-970

Continuação do Certificado de Calibração CNC-0083/04

OBSERVAÇÕES ESPECÍFICAS

- Equipamento(s) utilizado(s) para calibração:
  Mesa Divisora - CNC-0151/01(CTA);

- Procedimento utilizado para Calibração: PI/FCM-5031 - REV. 03. O instrumento foi calibrado utilizando comparação direta na Mesa Divisora de Ângulos - SIP, para determinação dos erros de indicação.
- Os resultados apresentados representam o valor médio de três medições em cada ponto da escala do Clinômetro.
- A incerteza expandida de medição relatada é declarada como a incerteza padrão de medição multiplicada pelo Fator de abrangência k = 2, o qual para uma distribuição t com Veff = >100 graus de liberdade corresponde a uma probabilidade de abrangência de aproximadamente 95%.
- A incerteza padrão foi determinada de acordo com a publicação EA-4/02.
- Incerteza de Medição para o Sentido Horário = 0° 1' 7"
- Incerteza de Medição para o Sentido Horário = 0° 1' 9"

RESULTADOS

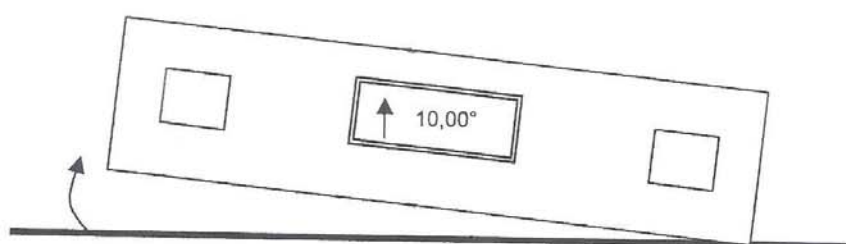
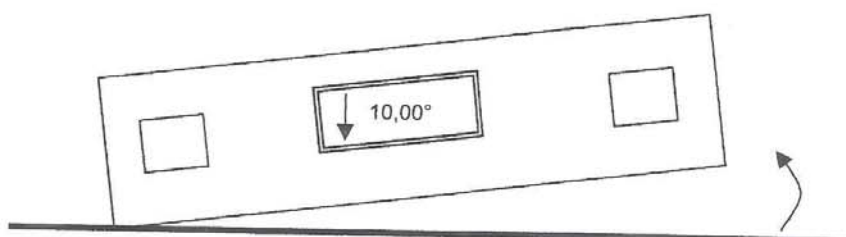
DENOMINAÇÃO	ENCONTRADO
Nível Absoluto	0° 0' 54"

INDICAÇÃO	ERROS DE INDICAÇÃO			
	Sentido Horário		Sentido Anti-Horário	
	Graus	Rad	Graus	Rad
0° 0' 0"	+ 0° 0' 0"	0,00000	+ 0° 0' 0"	0,00000
0° 0' 36"	+ 0° 0' 24"	0,00012	- 0° 0' 24"	-0,00012
0° 1' 12"	+ 0° 0' 24"	0,00012	- 0° 0' 24"	-0,00012
0° 6' 36"	+ 0° 1' 0"	0,00029	- 0° 1' 12"	-0,00035
0° 12' 36"	+ 0° 0' 36"	0,00017	- 0° 0' 24"	-0,00012
0° 19' 12"	+ 0° 0' 48"	0,00023	- 0° 0' 36"	-0,00017
0° 24' 0"	+ 0° 0' 36"	0,00017	- 0° 1' 0"	-0,00029
0° 30' 36"	+ 0° 0' 36"	0,00017	- 0° 1' 36"	-0,00047
1° 1' 12"	+ 0° 1' 12"	0,00035	- 0° 0' 24"	-0,00012
2° 0' 36"	+ 0° 0' 0"	0,00000	- 0° 0' 36"	-0,00017
3° 1' 12"	+ 0° 0' 36"	0,00017	- 0° 0' 36"	-0,00017
4° 0' 36"	- 0° 1' 24"	-0,00041	- 0° 0' 60"	-0,00029
5° 1' 12"	- 0° 2' 0"	-0,00058	- 0° 0' 48"	-0,00023
10° 0' 0"	+ 0° 0' 0"	0,00000	+ 0° 0' 0"	0,00000
15° 0' 0"	+ 0° 0' 0"	0,00000	+ 0° 0' 0"	0,00000
20° 6' 0"	+ 0° 0' 0"	0,00000	+ 0° 0' 0"	0,00000
25° 54' 0"	+ 0° 0' 0"	0,00000	+ 0° 0' 0"	0,00000
30° 30' 0"	+ 0° 0' 0"	0,00000	+ 0° 0' 0"	0,00000
45° 6' 0"	+ 0° 0' 0"	0,00000	+ 0° 6' 0"	0,00175
60° 30' 0"	+ 0° 0' 0"	0,00000	+ 0° 0' 0"	0,00000
90° 0' 0"	+ 0° 2' 0"	0,00058	+ 0° 2' 0"	0,00058

Silvio Luiz Castro Silva
Executor

João Maria A. Leite
Gerente Técnico .

ESBOÇO DO SENTIDO DAS INCLINAÇÕES DO CLINÔMETRO

Sentido Horário de Inclinação

Sentido Anti-Horário de Inclinação

Silvio Luiz Castro Silva
Executor

João Maria A. Leite
Gerente Técnico .

APÊNDICE D

Relatório da Pesagem do AT-26 4478

A pesagem do 4478 foi realizada em 15/03/2004 no hangar do X-10, por uma equipe composta pelos seguintes servidores do CTA: 1S BEI Ricardo, 3S BEI Antônio e Téc. Déborah (AEV) e também o 2S BMA Jobson (DOSM). Os servidores do X-10 Salatiel e Jair acompanharam a pesagem.

Foram utilizados os seguintes equipamentos:

- Balança eletrônica GEC modelo GECFB e ns I3493 com calibração válida até 12/09/04;
- Nível de bolha;
- Nível digital Mitutoyo Protractor P3600; e
- Acessórios para o nivelamento do AT-26.

A aeronave estava sem motor e outros componentes (equipamentos de comunicação, assentos, algumas carenagens,etc.) e já suspensa sobre 4 macacos. Macacos auxiliares foram utilizados para apoiarem a aeronave com segurança para a colocação das células de carga.

COLOCAÇÃO DE MACACOS AUXILIARES

CÉLULA DE CARGA

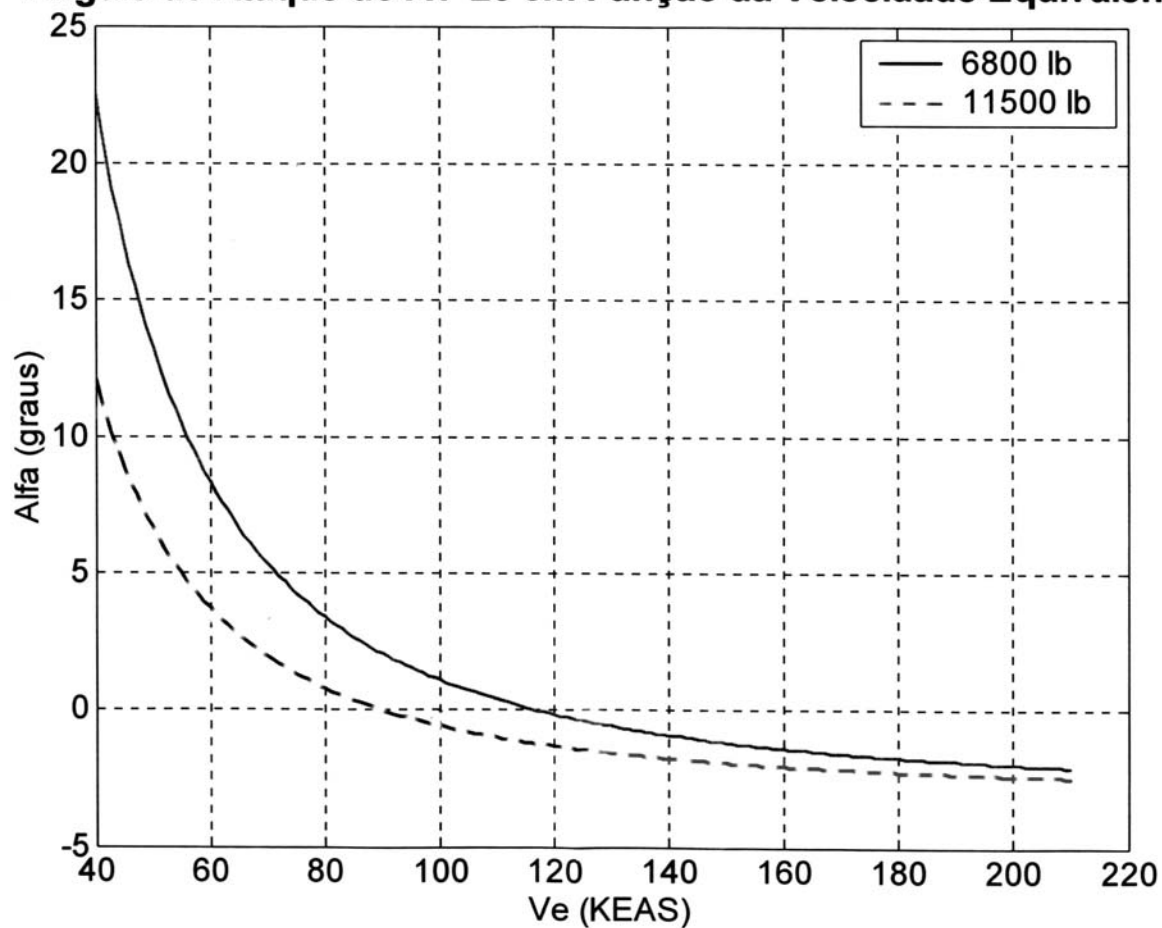
As carenagens removidas foram colocadas nas superfícies próximas de seus pontos de aplicação visando aproximação maior do peso da aeronave montada.

Pontos em que as medidas do peso foram tiradas: pontos de apoio externos sob as asas e na fuselagem (conforme as fotos).

1S BEI Ricardo
SEÇÃO DE METROLOGIA
DIVISÃO DE ENSAIOS EM VÔO

APÊNDICE E

<u>ÂNGULO DE ATAQUE DA AERONAVE AT-26 XAVANTE</u>

DADOS DE ENSAIOS EM VÔO.

FONTE: DIVISÃO DE ENSAIOS EM VÔO DO CTA.

APÊNDICE F

CAMPOS DE MEDIÇÃO DE RCS EM TERRITÓRIO AMERICANO

NOME DO CAMPO	LOCALIZAÇÃO	COMPRIMENTO
Naval Air Warfare Center	Patuxent River, MD	Não disponível
RAMS	White Sands, NM	2800m
RATSCAT	White Sands, NM	2500m
Naval Air Warfare Center	China Lake, CA	5500m
Naval Air Warfare Center	China Lake, CA	1300m
Naval Surface Warfare Center	Santa Cruz Island, CA	Não disponível
Lockheed	Helendale, CA	Não disponível
Martin Marietta	Orlando, FL	2000m
Northrop	Tejon, CA	Não disponível
McDonnell Douglas	Palmdale	1100m
McDonnell Douglas	Palmdale	1250m
		Não disponível
Rockwell	Tulsa, OK	Não disponível
Pratt & Whitney	West Palm Bch, FL	Não disponível
General Dynamics	Meridian, TX	2150m
General Dynamics	Meridian, TX	600m
Mission Gorge	San Diego, CA	260m
Boeing	Boardman, OR	2500m
Boeing	Kent, WA	600m
General Dynamics	San Diego, CA	600m

[KNOTT, 1993]